



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

PATENT

In re the application of:

Confirmation: 4615

Der-Zheng Liu

Art Unit: 2611

Serial Number: 10/803,047

Examiner: PERILLA, JASON M

Filing Date: 03/18/2004

Ref: REAP0463USA
Sundial Ref. US5132PA

Title: Apparatus and Method for Sampling Timing Compensation in Multi-carrier System

DECLARATION PURSUANT TO 37 CFR 1.131

We, Der-Zheng Liu, Tai-Cheng Liu, Song-Nien Tang, and Kuang-Yu Yen hereby make the following declarations.

- 1) We are employees of REALTEK SEMICONDUCTOR CORP. (hereafter REALTEK), which is the owner/assignee of the present application, and we are the inventors of the above-referenced patent application.
- 2) We are advised that the U.S. Patent & Trademark Office has tentatively rejected certain claims of this application, based on U.S. Pub. No. 2003/0128660 (hereafter the C660 reference), which was filed with the U.S. Patent & Trademark Office on **December 31, 2002**.
- 3) We are further advised that the C660 reference should be removed from consideration, if we invented the claimed embodiments of this application before the filing date of the C660 reference.
- 4) We are further advised that we are considered to have invented this invention before **December 31, 2002**, so long as we had conceived the embodiments claimed in this application before that date, and diligently pursued the preparation and filing of this application (from at least a time before **December 31, 2002**, until the application was filed with the U.S. Patent & Trademark Office).

5) Based on these understandings, we set forth the following facts to assist the U.S. Patent Examiner in the examination of this application.

6) Before September 26, 2002, we had fully conceived the embodiments that are described and claimed in the present application. To this end, on September 26, 2002, we submitted a patent disclosure, which summarily described the embodiments of this patent application to REALTEK's legal department (the invention disclosure bearing REALTEK's reference number of 91A-35). A copy of portions of this invention disclosure document is attached hereto as Attachment 1. While much of the text of this document (91A-035) is in Chinese, it can be readily and easily verified that the subject matter of Fig. 4 of the present application are contained in the disclosure document (91A-35).

7) In short, in accordance with our recollection, based on the contents of the document of Attachment 1, we had conceived all features expressed in the claims of the present application as of September 26, 2002.

8) In addition, the docketing system in the legal department of REALTEK for all patent applications, all the reference number of REALTEK's patent disclosures for patent applications will be started with the submitting year. For example, 91- 045 means it was submitted to the legal department of REALTEK in year 91 of ROC (Taiwan) and 045 is the 45th disclosure in the year 91 of ROC. Year 91 of ROC is year 2002, in terms of the U.S. calendar year.

9) After September 26, 2002, we participated in a meeting for entrusting a Taiwan patent firm with the preparation of an appropriate patent application for filing in Taiwan (initially) and the United States. The Taiwan firm was called YUSO Int'l Patent & Trademark Office (YUSO). A document reflecting this meeting is attached hereto as Attachment 2. Further, YUSO entered this application (91A-035) into their Chinese docket system on Oct. 09, 2002; and a document reflecting this is attached hereto as Attachment 2-A.

10) On or about January 16, 2003, one of us (Der-Zheng Liu), decided to divide and incorporate some of the contents of the present application (91A-035), into another patent disclosure (REALTEK reference 91A-45), and some of the contents of the present application (91A-035) into another patent disclosure (identified by REALTEK reference number 91A-31). A document evidencing this is attached hereto at Attachment 3 (with each of these reference numbers clearly displayed); and its English Translation is attached hereto at Attachment 3-A. Further, on Dec. 11, 2002, we participated in a meeting for entrusting YUSO with the preparation of the another patent disclosure (91A-045) for filing in Taiwan (initially) and the United States; and a document evidencing this is

attached hereto at Attachment 3-B (in page 2). It is REALTEK's practice to discuss invention disclosures in the order in which they are prepared, i.e. in the order of the REALTEK's reference number. In fact, by now, we do not find existing written records of such a meeting about the discussion of 91A-035 with YUSO. However, 91A-035 has a disclosure number lower than 91A-045, and therefore, the discussion of 91A-035 must preceded the discussion of 91A-045, i.e. must have occurred on or before December 11.

11)The patent application corresponding to invention reference 91A-31 was filed on February 19, 2003 in Patent Office of Taiwan, and the corresponding US application was filed on February 18, 2004, and assigned serial number: 10/779,648 (see Attachment 4).

12)The patent application corresponding to this patent application (91A-035) was filed on March 21, 2003 in the Patent Office of Taiwan, and the corresponding US application was filed on March 18, 2004, and assigned application serial number 10/803,047 (see Attachment 5).

13) For completeness, copies of REALTEK's internal invention disclosures for the inventions of reference numbers 91A-31 and 91A-45 are attached hereto as Attachments 13 and 14, respectively. Still further, before August 28, 2002, we had fully conceived the patent disclosure 91A-031 and to this end, on August 28, 2002, we submitted 91A-031 to REALTEK's legal department. A copy of portions of this invention disclosure document is attached hereto as Attachment 13. While much of the text of the document 91A-031 is in Chinese, it can be readily and easily verified that the subject matter of Figs. 2, 4 and 6 of the present application are contained in the disclosure document (91A-31). In short, in accordance with our recollection, based on the contents of the document of Attachment 1 and 13, we had conceived all features expressed in the claims of the present application as of August 28, 2002 and September 26, 2002, which are before the filing date of the C660 reference (December 31, 2002).

14)On or about February 14, 2003, YUSO provided the drafting specification of the patent application for reference 91A-31 to REALTEK. The document attached hereto as Attachment 6 (email transmittal) evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 6-A.

15)On February 19, 2003, the application (REALTEK reference 91A-31) was filed in the Patent Office of Taiwan. (see Attachment 4).

16) On or about March 4, 2003, YUSO provided the first drafting specification of this patent application (for reference 91A-35) to REALTEK. The document attached

hereto as Attachment 7 (email transmittal) evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 7-A.

17) On or about March 13, 2003, YUSO provided the second drafting specification of this patent application (for reference 91A-35) to REALTEK. The document attached hereto as Attachment 8 (email transmittal) evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 8-A.

18) On or about March 20, 2003, YUSO provided the third drafting specification of this patent application (for reference 91A-35) to REALTEK. The document attached hereto as Attachment 9 (email transmittal) evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 9-A.

19) On March 21, 2003, this application (REALTEK reference 91A-35) was filed in the Patent Office of Taiwan. (see Attachment 5).

20) On or about June 25, 2003, YUSO provided the first drafting specification of the patent application reference 91A-45 (corresponding to the present application) to REALTEK. The document attached hereto as Attachment 10 evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 10-A.

21) On or about July 7, 2003, YUSO provided the second drafting specification of the patent application reference 91A-45 to REALTEK. The document attached hereto as Attachment 11 evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 11-A.

22) On July 8, 2003, the application (REALTEK reference 91A-45) was filed in the Patent Office of Taiwan IPO. The application (REALTEK reference 91A-45) is the priority document (submitted to US Patent & Trademark Office) for the application submitted in the U.S. Patent & Trademark Office on July 6, 2004, Now US Patent No. 7,391,828. (see Attachment 15).

23) On or about February 25, 2004, REALTEK entrusted SUNDIAL Intellectual Property Office (SUNDIAL), another Taiwan patent firm, to prepare the US patent application corresponding to REALTEK reference 91A-45. The document attached hereto as Attachment 12 (email transmittal and attachments) evidences this; and its English Translation is attached hereto at Attachment 12-A.

24) On March 18, 2004, this present application (91A-035) are filed to USPTO.

25) In short, all elements that are embodied in the claims of the present application had been conceived by us prior to September 26 2002. We (in connection with REALTEK) diligently pursued the invention embodied in the claims from at least that point in time, up until March 18, 2004, filing date of the present application.

26) All acts relied upon to establish the date prior to the reference or activity were carried out in this country or in a NAFTA country or WTO member country. In this regard, all acts and actions set forth above were carried out in the country of Taiwan (also known as "Chinese Taipei" by the World Trade Organization), which became a WTO member country in January 2002.

We hereby declare: (a) that all statements made herein of our own knowledge are true; (b) that all statements made on information and belief are believed to be true; (c) that these statements were made with the knowledge that willful false statements and the like so made are punishable by fine or imprisonment, or both, under Section 1001 of Title 18 of the United States Code; and (d) that such willful false statements may jeopardize the validity of the application or any patent issued thereon.

June 17, 2009

Date

Der-Zheng Liu
Der-Zheng Liu

June 17, 2009

Date

Tai-Cheng Liu
Tai-Cheng Liu

June 17, 2009

Date

Song-Nien Tang
Song-Nien Tang

June 17, 2009

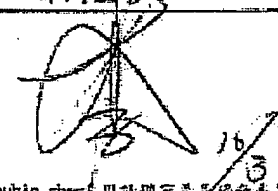
Date

Kuang-Yu Yen
Kuang-Yu Yen

專利基本資料申請表

編號	91A-35		申請日: 91年9月26日	
案件說明	<input type="checkbox"/> 中 <input type="checkbox"/> 英 正交分頻多工基頻接收機之架構設計 OFDM Baseband Receiver Architecture Design			
發明人姓名及身份證字號	中	柳德政 D120815510	中	顏光信 B20535659
	英	DER-ZHENG LIU	英	Kuang-Yu Yen
	中	湯格昇 E120583550	中	劉泰誠 E121140013
	英	Song-Nien Tung	英	TAI-CHENG LIU
發明人	申請國家: <input checked="" type="checkbox"/> 台灣 <input type="checkbox"/> 美國 <input type="checkbox"/> 大陸 <input type="checkbox"/> 日本 <input type="checkbox"/> 歐洲 <input type="checkbox"/> 世界 <input type="checkbox"/> 其他			

請由發明人填寫

申請人→	企劃/業務→	部門主管→
簽名: 柳德政 初8 備註: <input type="checkbox"/> 不適用 <input type="checkbox"/> 請交專利工程師 <input type="checkbox"/> 請交專利審核員	簽名: 黃明達 備註: 請 double check 申請內容是否適合本專利申請案未來行銷範圍? <input type="checkbox"/> 同意發明人所述之申請國家 <input type="checkbox"/> 指定發明人所述之外國申請國家	簽名:  備註: 請 double check 申請國家是否適合本專利申請案未來行銷範圍? <input type="checkbox"/> 同意發明人所述之申請國家 <input type="checkbox"/> 指定發明人所述之外國申請國家

專利經辦人簽名: 紀堯 日期: 4/9

專利負責人簽名: 日期:

事務所: 專利
事務所編號:申請類型: ☐ 發明 ☐ 新型 ☐ 新式樣優先權主張? : ☐ No ☐ Yes

備註: 以美國專利主張台灣專利優先權為何

1 可在申請台灣專利一年上溯主張優先權

2 美國專利以台灣專利申請日為優先日期, 申請權性與優先權之本國日期與台灣申請日期同

3 美國專利如為 NTISSI

若美國申請日與台灣申請日沒有超過六個月, 建議可主張優先權

若美國申請日與台灣申請日相隔超過三個月以上, 建議主張優先權

補充說明:

已拆教至 91A-31 等申請案

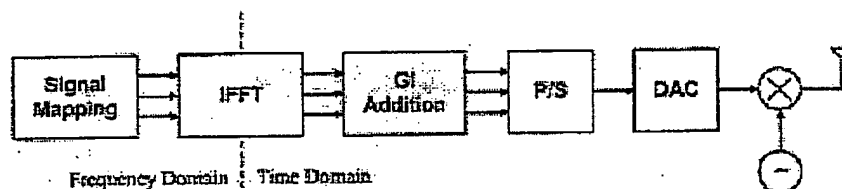
91A-35

正交分頻多工基頻接收機之架構設計

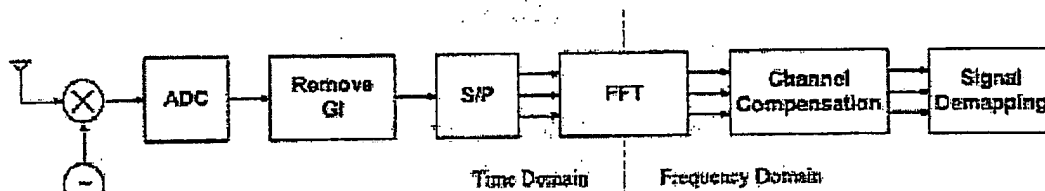
OFDM Baseband Receiver Architecture Design

1. Prior Art

正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, 簡稱 OFDM)傳輸技術已被廣泛地採納於高速傳輸系統標準中, 如 ADSL、DAB、DVB-T、HIPERLAN 2 及 IEEE 802.11a/g WLAN。一般而言, OFDM 係將傳送訊息分別置於頻域的 N 個子通道中, 利用反快速傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform, 簡稱 IFFT)轉換成時域訊號, 再加上防護區間(guard interval, 簡稱 GI)後, 經數位至類比轉換器(digital-to-analog converter, 簡稱 DAC), 以及載波調變, 藉由無線通道進行傳輸, 接收端則先經載波解調, 以及類比至數位轉換器(analog-to-digital converter, 簡稱 ADC)取樣後, 將 GI 移除, 再利用快速傅立葉轉換(fast Fourier transform, 簡稱 FFT)轉換回頻域訊號。一般而言, GI 是以循環前置(Cyclic Prefix, 簡稱 CP)的方式加入; 亦即複製 FFT 後段的訊號於前段當作 GI。如此一來, 在通道脈衝響應(channel impulse response)長度不超過 GI 的情形下, 可以避免符際干擾(intersymbol interference, 簡稱 ISI)的發生, 也可避免 N 個子通道彼此造成頻際干擾(inter-carrier interference, 簡稱 ICI)。因而可在各個子通道中分別進行通道補償(channel compensation), 並解調出原傳送訊息。典型的 OFDM 傳送機與接收機之方塊圖分別如圖一及圖二所示。



圖一、典型的 OFDM 傳送機方塊圖



圖二、典型的 OFDM 接收機方塊圖

雖然習知的 OFDM 接收機架構如圖一和圖二所示。但在實際的 OFDM 系統中, 為維持各子通道間之正交性(orthogonality), 對於同步(synchronization)的精確度要求會較高, 特別是對於載波頻率偏移(carrier frequency offset)以及取樣頻率偏移(sampling frequency offset)。此

2. 基本架構

```

    graph LR
      MSK[From MSK] --> Generator[Generator]
      Generator --> ChannelCode[Channel code]
      ChannelCode --> Interleave[Interleave]
      Interleave --> Rate12[Rate 1/2]
      Rate12 --> PFB[PFB]
      PFB --> GIntermod[G. Intermod]
      GIntermod --> GFreqFilter[G. Freq. Filter]
      GFreqFilter --> Tx10Mixer[Tx 10 Compression Mixer]
      Tx10Mixer --> Driver[Driver]
      Driver --> PA[PA]
      PA --> Antenna[Antenna]
  
```

[illegible]

在常見的 OFDM 系統中，為了增加位元在接收時的正確性，傳送機都會引進擾亂器(Scrambler)、迴旋編碼器(Convolution Encoder)，以及交錯器(Interleaver)。相對地，接收機也會有對應的解擾亂器(De-Scrambler)、Viterbi 解碼器(Viterbi Decoder)，以及解交錯器(De-Interleaver)。一般而言，傳送機會傳送一段已知的前置(preamble)訊號供接收機處理，以完成自動增益控制(automatic gain control，簡稱 AGC)、訊號檢測(signal detection)、載波頻率

偏移估測(frequency offset estimation)、發射符元邊際檢測(symbol boundary detection)、以及通道估測(channel estimation)等機制。此外，OFDM 系統也常會利用某幾個頻域通道傳送已知的導引子通道(pilot subchannel)訊號，以提供同步誤差追蹤及補償的機制。

在圖三所示的傳送機部分，來自 MAC 的傳送位元會經由擾亂器(Scrambler)、迴旋編碼器(Convolution Encoder)、交錯器(Interleaver)後，被訊號配置器(Signal mapping)規劃在頻域的 N 個子通道中，IFFT 將此頻域訊號轉至時域訊號後，會再補加上 GI，並經由數位濾波器(digital filter)做頻譜的修正。訊號在經由 DAC 送至 RFE 之前，會先經過一個 IQ 補償矩陣(Tx IQ Compensation Matrix)乘法運算，以修正傳送端的 IQ 不匹配效應。由於 OFDM 訊號具有較高的峰值對平均功率比例(peak-to-average power ratio, 簡稱 PAPR)，因此基頻訊號會經由修剪(Clipping)的機制，降低傳送訊號之 PAPR，以減少對 RFE 的線性度要求，以及 PA 的非線性失真的影響。

在圖四所示的接收機部分，RFE 的訊號經過 ADC 取樣後，會經由數位自動增益控制(digital Auto Gain Control; 簡稱 digital AGC)來調整訊號準位。接著經過一個 IQ 補償矩陣(Rx IQ Compensation Matrix)乘法運算，以修正接收端的 IQ 不匹配效應。之後的時域訊號在經過數位濾波器及移除 GI 後會輸入 FFT。

由於系統遭受載波頻率偏移的影響時，會在頻域產生嚴重的 ICI 及相位旋轉的問題，所以時域訊號會先經過一相位旋轉器(Phase Rotator)，補償因載波頻率偏移所造成之累積相位旋轉。針對取樣頻率偏移的處理，可利用移除 GI 時做取樣偏移(sample offset)修正，並配合在頻域訊號經由一相位旋轉器補償因取樣頻率偏移所造成之累積相位旋轉。然而由於後續訊號處理需做同調解調(coherent detection)，我們在同一符元 FFT 區段中，先將 pilot 子通道訊號做通道補償，再估計出補償後之相位誤差，其餘子通道則會先經過相位補償(Phase Compensation)的機制，再進行通道補償。如此一來，RFE 引進的相位雜訊與頻率偏移補償後殘餘之相位誤差，可獲得有效的解決。

上述同步誤差追蹤與補償機制的建立，主要是基於兩方面：第一、利用接收到的 Preamble 訊號，分別在時域及頻域做處理(Frequency & Time domain preamble processing)，以得到載波頻率偏移估計量與取樣頻率偏移估計量；第二、利用接收到的導引子通道(pilot subchannel)，在頻域做剩餘同步誤差的估計(Frequency offset estimation, Timing offset estimation 及 phase error estimation)，進而完成同步誤差之補償。

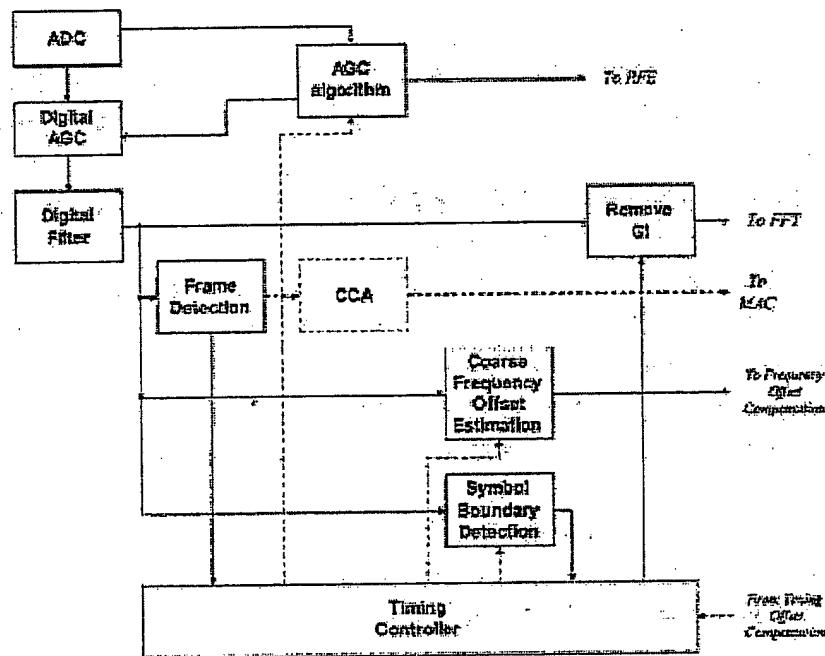
在頻域 Preamble 處理的同時，也會進行通道估測(Channel Estimation)，通道估測的結果可以反求頻域等化器(Frequency Domain Equalizer, 簡稱 FEQ)的係數，用以做通道補償(channel compensation)。此通道估測的結果亦可以用來觀察各個子通道受干擾的狀況，並將此通道狀態資訊(channel state information, 簡稱 CSI)提供給 Viterbi 解碼器，用以改進系統效能。在本頁的接收機架構中，FEQ 的係數亦可藉由訊號符元解調(Signal Symbol De-mapping)的結果做回饋(feedback)的微調，來補強通道增益與相位的變動。

以下會針對此架構中較重要的特色予以較詳盡的描述。

3. 詳細說明

3.1 Time Domain Preamble processing

圖五即是時域前置訊號(Time Domain Preamble)的方塊圖。首先框架偵測裝置(Frame Detection)利用 Preamble 的特性(例如週期特性)來偵測是否有訊號被接收到。一旦訊號被偵測到,便會經由通道順暢評估(channel clear assessment, 簡稱 CCA)告知 MAC, 並會經由對應的時序控制器(Timing Controller)啟動後續的處理機制。其主要的處理機制如下所描述:



圖五、Time Domain Preamble Processing 的運作方塊圖

● 自動增益調整(AGC):

ADC 取樣後的訊號會經過 AGC 演算法做訊號能量的評估, 並根據此結果調整 RFE 內的類比增益放大器(Gain Amplifier)。此外, 數位增益控制器(Digital AGC)也會在之後啟動, 用以微調訊號的大小單位。

● 起始符元邊界檢測(Symbol Boundary Detection):

經過滤波後的訊號會根據 Preamble 的特性作處理。由於 Preamble 會設計成具有不錯的自相關特性(Auto-Correlation), 所以我們可以利用匹配濾波器(Matched Filter)的方式以求得整

體的時域通道脈衝響應的估計。根據此估計的結果，可用以決定符元起始點，即控制移除 GI 的相對位置，目的是要使訊號對干擾比例(signal-to-interference ratio, 簡稱 SIR)提高，即減少 ISI。

● 頻率偏移估計(Coarse Frequency Offset Estimation):

通常 Preamble 會具有週期的特性，我們可以利用延遲相關器(Delay Correlator)來做頻率偏移的估計。其運作原理如下：

倘若接收到的 Preamble 訊號取樣值為 r_k ，並且具有 N 長度的週期，則延遲相關器的運算結果為 $c_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot r_{k-n-N}^*$ 。假設此時訊號具有 Δf 的頻率偏移，即 $r_k = e^{j2\pi\Delta f T_{\text{symbol}}} r_{k-N}$ ，則頻率偏移估計

可由計算延遲相關器運算後的平均旋轉相位求得： $2\pi\Delta f T_{\text{symbol}} = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \angle c_{k+1}$ ，其中 L 為觀察區間之長度。

3.2 Frequency Domain Preamble processing

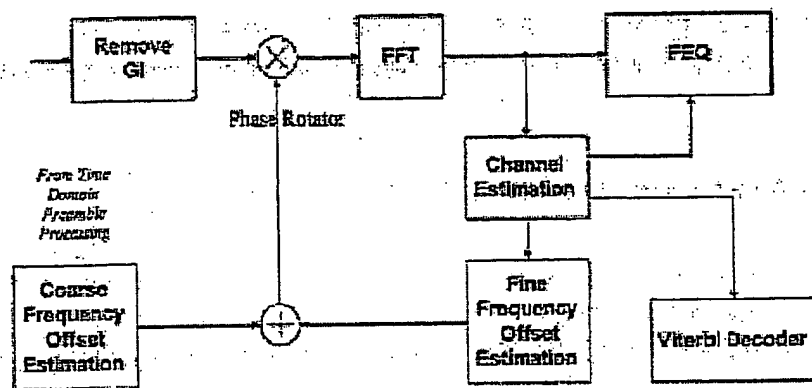
圖六即是頻域前置訊號(Frequency Domain Preamble)的方塊圖。其主要運作如下所述：

● 通道估計(Channel Estimation)

假設 OFDM 系統中 Preamble 的第 k 個子通道訊號為 X_k ，所遭受的頻域響應為 H_k ，則接收端的頻域訊號(FFT 的輸出)為 $Y_k = H_k \cdot X_k + N_k$ ；其中 N_k 為雜訊干擾。則我們可利用下式分別求出通道估計 \hat{H}_k 與通道補償的 FEQ 係數 \hat{C}_k ：

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k}{X_k} \rightarrow \hat{C}_k = \frac{1}{\hat{H}_k}$$

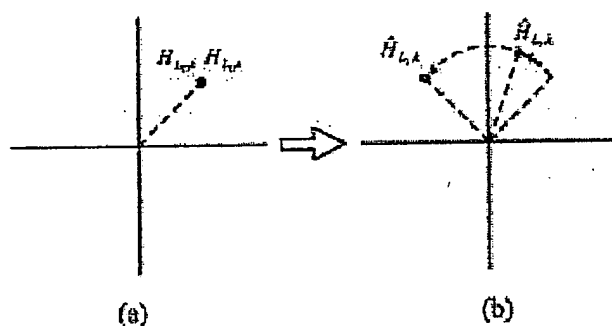
此通道估計的結果 \hat{H}_k 除了可做通道補償外，還可藉此觀察頻域通道受干擾的狀況。特別是在子通道受到較嚴重的振幅衰減時，我們可藉此調整各通道在 Viterbi 解碼器的權重(weighting)，以使整體達到最佳的位元解碼功能。



圖六、Frequency Domain Preamble Processing 的運作方塊圖

● 頻率偏移估精估(Fine Frequency Offset Estimation):

經過 Preamble 的時域處理後，我們可得到一個頻率偏移的初估值。將此初估頻率偏移再時域經由相位旋轉器補償後，其剩餘的頻率偏移會繼續反映在頻域訊號中，造成不同符元的各個子通道會行成相位的旋轉。此時，我們可藉由計算前後符元個各子通道的平均旋轉量，再次得到頻率偏移的估計值。其運作原則如下：



圖七、頻率偏移所造成的通道估測影響

假設 $H_{L1,k}$ 為前一個 Preamble 符元的第 k 個通道估測值； $H_{L2,k}$ 為後一個 Preamble 符元的第 k 個通道估測值。如圖七(a)所示，在沒有頻率偏移的情況下，前後兩個符元的通道估測值會很近似；然而在有剩餘頻率偏移的情形下，前後符元通道估測值會發生如圖七(b)相位旋轉現象。則根據前後符元的通道估測相位差，我們可以下述方式計算其頻率偏移的精估值為

$$2\pi\Delta f_k T_{symbol} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \angle \hat{H}_{L2,k} - \angle \hat{H}_{L1,k}。$$

此頻率偏移的精估值會與先前時域 Preamble 處理所得到的頻率偏移的初估值相結合，一起作為相位旋轉補償的依據。

3.3 IQ Imbalance Compensation Matrix

I/Q imbalance 會使訊號在 I-arm 與 Q-arm 分別受到不同的增益(Gain)與相位旋轉(Phase)，因而使訊號的 I-arm 與 Q-arm 發生 Cross Talk 的現象。一般而言，I/Q imbalance 的行為可以矩陣(Matrix)的方式描述如下：

$x_i(t), x_q(t)$ 為振盪器調頻前的 I-arm 與 Q-arm 訊號

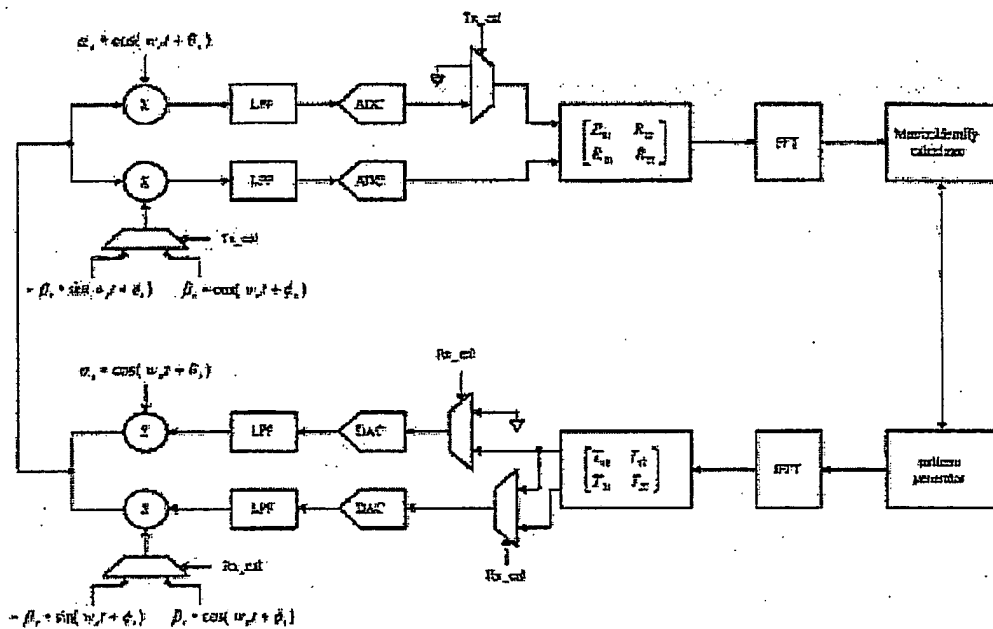
$y_i(t), y_q(t)$ 為振盪器調頻前的 I-arm 與 Q-arm 訊號

$$\begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_i \cos \theta_i & -\beta_i \sin \phi_i \\ \alpha_i \sin \theta_i & \beta_i \cos \phi_i \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad \rightarrow \text{傳送端的 I/Q imbalance 效應}$$

$$\begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_r \cos \theta_r & \alpha_r \sin \theta_r \\ -\beta_r \sin \phi_r & \beta_r \cos \phi_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad \rightarrow \text{接收端的 I/Q imbalance 效應}$$

由上可知，倘若我們可以在傳送機的 DAC 之前引進反矩陣 $\begin{bmatrix} \beta_i \cos \phi_i & \beta_i \sin \phi_i \\ -\alpha_i \sin \theta_i & \alpha_i \cos \theta_i \end{bmatrix}$ (亦即 Tx Compensation Matrix)，便可將傳送端的 I/Q imbalance 效應加以消弭。同樣地，若在接收機的 ADC 之後引進反矩陣 $\begin{bmatrix} \beta_r \cos \phi_r & -\alpha_r \sin \theta_r \\ \beta_r \sin \phi_r & \alpha_r \cos \theta_r \end{bmatrix}$ (亦即 Rx Compensation Matrix)，則可消弭接收端的 I/Q imbalance 效應。

此兩個反矩陣的取得可在系統開機的時候或系統 idle 時加以進行，其運作方式如圖八所示。



圖八、I/Q imbalance Compensation 運作方塊圖

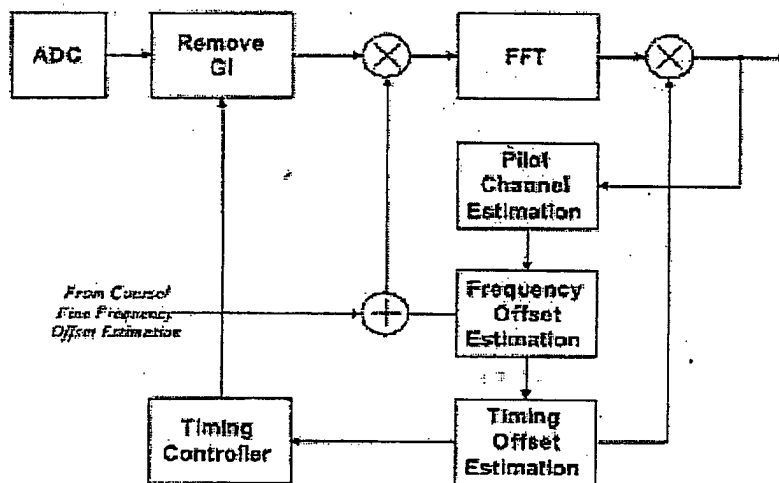
在計算 Rx IQ Compensation Matrix 時，傳送端會只利用一個 arm 來傳送 I-arm 或 Q-arm 訊號，以避免傳送端的 I/Q imbalance 效應。I-arm 與 Q-arm 訊號前後作不同時間的傳送，分別兩兩解出 Rx IQ Compensation Matrix 內的四個參數。相對地做法，在計算 Tx IQ Compensation Matrix 時，傳送端會同時利用兩個 arm 來傳送訊號，接收端會只選擇一個 arm 來接收訊號，以避免接收端的 I/Q imbalance 效應。不同相位降頻的訊號在不同時間被接收，分別兩兩解出 Tx IQ Compensation Matrix 內的四個參數。

3.4 Frequency & Timing Offset Compensation

雖然在 Preamble 的處理中，頻率偏移已被估計出來。但隨著時間變化，仍會有殘餘頻率偏移(residual frequency offset)與取樣頻率偏移，造成 OFDM 頻域各個子通道訊號相位旋轉(phase rotation)及 ICI，甚至再次產生 ISI 的問題。因此我們需利用頻域導引子通道(pilot subchannel)訊號來進行同步誤差追蹤及補償，包含頻率追蹤迴路(frequency tracking loop)、時序追蹤迴路(timing tracking loop)。類似先前頻率偏移精估的做法，頻率偏移可利用前後兩個符元的 pilot 通道估測值之相位差來估計，即 $2\pi\Delta f_r T_{symbol} = \frac{1}{K} \sum_{k=pilot\ index} (\angle \hat{H}_{n,k} - \angle \hat{H}_{n-1,k})$ ，對於第

n 個資料符元，均可利用 pilot sub-channel 求出對應的頻率偏移估計量 Δf_n 。此頻率偏移估計值便可與先前頻率偏移的估計值相結合，一起作為相位旋轉補償的依據。

針對取樣頻率偏移的部分，倘若傳送端與接收端相差取樣頻率偏移量為 $\Delta f_s = f_s - \hat{f}_s$ ，則接收端取樣區間為 $\hat{T} = 1/(\hat{f}_s - \Delta f_s) = T/(1 - \Delta) \approx T \cdot (1 + \Delta)$ ，其中 $\Delta = \Delta f_s / f_s = \Delta f_s T$ ，此取樣頻率偏移量會使得各個子通道產生額外的相位旋轉，並有可能導致符元透際的誤差。當累積取樣偏移不大時，由於振幅失真與相位失真可利用通道補償消除，所以只需在頻域補償累積相位旋轉量即可。然而，當累積取樣偏移太大時，為避免符元透際誤差造成 ISI 的發生，必須在時域修正累積取樣偏移量，此時為確保通道補償工作正常，需同時在各個子通道中分別修正所對應到之偏移相位旋轉量。在 OFDM 系統中，載波頻率與取樣頻率往往取自一個相同的振盪器。所以我們可以藉由估計出頻率偏移量 Δf_c ，再利用頻率偏移與載波頻率之比例等於取樣頻偏與取樣頻率之比例，計算出取樣頻偏估計值，即 $\hat{\Delta}_s = \Delta f_c / f_c$ 。如此一來，便可把頻率偏移補償(Frequency Offset Compensation)與取樣誤差補償(Timing Offset Compensation)整合在同一運作機制內，形成一種結合式的同步誤差追蹤迴路。圖九即是其架構的運作方塊圖。



圖九、結合式的同步誤差追蹤迴路運作方塊圖

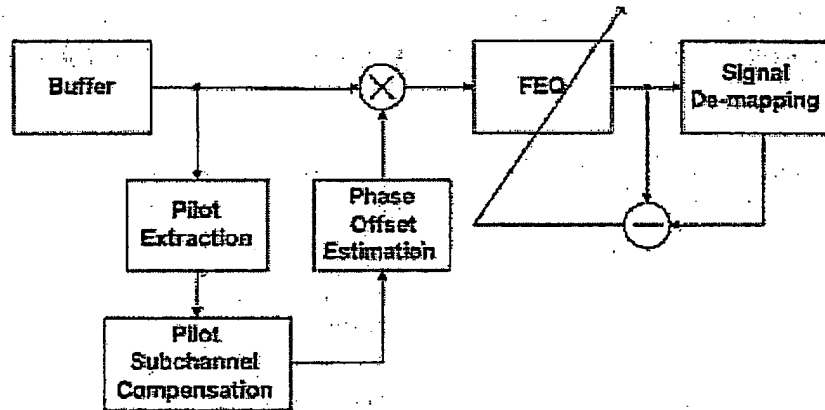
3.5 Phase Compensation & FEQ fine-tune

在 OFDM 系統中，RFE 的相位雜訊(Phase Noise)常會造成子通道的相位旋轉而造成干擾；此外，由於經頻率追蹤迴路後，仍會有殘餘的相位偏移。若 OFDM 系統之各個子通道需做同調解調，則需要有一相位補償裝置。此相位誤差可利用 pilot 子通道之通道補償結果與已知 pilot 子通道理想值的相位差來估計，即

$$\Delta \hat{\theta}_n = \frac{1}{K} \sum_{k \in \text{pilot tones}} (\angle \tilde{X}_{n,k} - \angle X_{n,k})$$

根據此一相位誤差估計，我們可在同一符元 FFT 區段的其餘子通道進行 FEQ 通道補償之前，先經過相位補償(Phase Compensation)的機制。此外，其餘子通道的訊號在進行 FEQ 通道補償之後，會藉由訊號符元解調(Signal Symbol De-mapping)來決定符元的星值(Constellation Values)。FEQ 的係數可經由符元星值的誤差量做回饋(feedback)的微調(Fine-tune)，來因應通道的變動。其運作方式如下：

若 $W_{n,k}$ 是第 n 個符元的第 k 個子通道的 FEQ 係數， $X_{n,k}$ 是輸入 FEQ 之第 n 個符元的第 k 個子通道的訊號， $E_{n,k}$ 是決定後與決定前的符元星值誤差量，則下一個符元的第 k 個子通道的 FEQ 係數可以 LMS 演算法來微調，即 $W_{n+1,k} = W_{n,k} + \mu * E_{n,k} * X_{n,k}^*$ 。圖十即是相位誤差補償與 FEQ 微調的方塊圖。



圖十、相位誤差補償與 FEQ 微調的運作方塊圖

4. 結論

本篇專利所提出的 OFDM 基頻傳收機架構，除了適用於一般 OFDM 系統的傳輸需求外；更特別針對載波頻率偏移以及取樣頻率偏移提供了有效且經濟的結合式同步補償裝置。此外，對於來自於 RFE 的 I/Q imbalance，相位雜訊(Phase Noise)的干擾也可有效地加以消弭，以增加整體系統效能。針對通道的影響，接收機也可利用通道估測配合 Viterbi 解碼器的使用，以及 FEQ 係數微調的方式來增加系統對通道干擾的抵抗性。

Realtek 專利文件 關鍵字瑞昱-美國申請案

年 91 提案單 A - 瑞昱 專利申請瑞昱半導體 申請國 美國 專利類 ☒ 發明 ☐ 新型 ☐ 新式樣
度： 位： 人： 別： 別：

專利編號： 91A-035US	對應專利 T-116, F-97; 91A-013; 91A-031; 91A-033 案號： 91A-045;
專利名稱 (一): Apparatus and method for sampling timing compensation in multi-carrier system	專利名稱 (二):
產品應用：	專利強度：
同案申請： 台灣, 美國	

舊專利發明人欄位資料：柳德政, 湯松年, 劉泰誠, 顏光裕
發明人

序號	姓名	工號	公司	部門	分機
001	柳德政	R684	瑞昱	產品開發一處	3518
002	湯松年	R755	瑞昱	產品開發一處	3503
003	劉泰誠	R799	瑞昱	產品開發一處	3519
004	顏光裕	R666	瑞昱	產品開發一處	3884

開始 2008/08/20	90 天後(追蹤日數) · 開始	開始通知日：2008/09/19
日：通知		
追蹤 2008/11/18	60 天前(開始通知) · 開始	事件：Office Action 進度：承辦人
日：通知		

承辦人： Yujen	撰稿人： 魏慶嘉
委託事務所： 宇州 -> 北美	事務所編號： 910651.IE1 -> REA-P0463-USA
優先權： <input checked="" type="radio"/> Yes <input type="radio"/> No	優先權國家： 台灣
優先權開始日 2003/03/21	優先權結止日：2004/03/20

原文件之主次狀態：審查 - 初審中
作業進程

<input type="checkbox"/> 提申準備	(<input checked="" type="radio"/> 未發包 <input type="radio"/> 撰寫中 <input type="radio"/> 校稿中 訪談會：)
<input type="checkbox"/> 放棄申請	(<input type="radio"/> 撤銷 <input type="radio"/> 放棄答辯 <input type="radio"/> 併案 原因：)
<input type="checkbox"/> 臨時申請案	(<input type="radio"/> 未發包 <input type="radio"/> 申請中 <input type="radio"/> 已申請)
<input checked="" type="checkbox"/> 審查中	(<input type="radio"/> 未實審 <input type="radio"/> 審查中 <input checked="" type="radio"/> 申復)
申請案號： 10/803047	申請日： 2004/03/18
請求審查： <input type="radio"/> Yes <input type="radio"/> No	請求審查日：
* 核駁： <input checked="" type="checkbox"/> Non-final <input type="checkbox"/> Final	申復日： 2008/07/14
PTO開始日： 2008/08/20	PTO結止日： 2008/11/20
公開號： 20040184551	公開日： 2004/09/23
公告號：	公告日：
<input type="checkbox"/> 已核准	(<input type="radio"/> 領證中 <input type="radio"/> 專利中 <input type="radio"/> 再核發(Reissue) <input type="radio"/> 專利權到期/消)

ATTACHMENT 2 (2 PAGES)

備註： 91A33 同案申請台灣T-116 美國F-97

2003.01.16 發明人:柳德政請撤回(91A35)「正交分頻多工基頻接收機之架構設計」專利申請案。原案內容將與專利事務所討論，轉附於(91A31)「正交分頻多工接收機之同步誤差追蹤及補償裝置」與(91A45)「正交分頻多工符元邊際檢測機制」。

2003.05.20 申請優先權中;

2003.08.11 收優先權存5570;

2003.08.25 發包,寄優先權;

2003.12.29 宇州預計2/9;

2004.01.30 預計2/23初稿;

2004.03.01 初稿至柳德政;

2004.03.05 本案是Matt;

2004.03.08 Matt filed to patent firm; request IDS as same as 91A-031US;

2004.03.08 sent declaration;

2007.06.20 received the notice of OA and delivered it to Yujen;

2007.06.21 authorized to NAIPO;

2007.08.29 received the notice of OA;

2007.09.19 delivered the OA to Yujen;

2007.12.03 received the notice of Final OA;

2007.12.13 delivered the Final OA to Yujen;

2008.02.01 Yujen filed the RCE;

2008.03.27 received the notice of OA;

2008.03.28 delivered the OA to Yujen;

2008.09.02 delivered the OA to Yujen;

所有附件



日期	本所檔號	客戶檔號	案件名稱	國別	類型	申請人	申請日	申請號
91/10/8	910641.1	91-15US	印刷天線銅	美國	發明	瑞昱半導體	92/5/21	10/442,074
91/10/8	900627.13		具有時效用	台灣	訴願	林芳姿(神乎科技股份)	90/6/12	87115065P01
91/10/8	900195.1	PPT-01038	積體電路封	台灣	領證(證書)	金懋精密	90/2/16	90209719
91/10/8	900035.1	PPT-01032	一種具鍍邊	台灣	領證(證書)	金懋精密	87/3/27	90202363
91/10/8	860776.1LS		記憶卡介面	台灣	修正	SCM微系統		87104610
91/10/9	910642.1	0230345	手電筒(一)	中國大陸	新式樣	方碁光電	91/10/23	02351207.5
91/10/9	910643.1	DE1	手電筒(一)	美國	新式樣	方碁光電	91/11/12	229/170.664
91/10/9	910644.1	0230346	手電筒(二)	中國大陸	新式樣	方碁光電	91/10/23	02351208.3
91/10/9	910645.1	DE1	手電筒(三)	美國	新式樣	方碁光電	91/11/12	229/170.665
91/10/9	910646.1	91A-24	一種去除邊	中國大陸	發明	瑞昱半導體	91/12/5	02155544.3
91/10/9	910647.1	91A-25	一種加邊色	中國大陸	發明	瑞昱半導體	92/1/9	03100329 X
91/10/9	910648.1	91A-26	主動式數位	中國大陸	發明	瑞昱半導體	92/3/11	03119753.1
91/10/9	910649.1	91A-27	Ring Buffer	中國大陸	發明	瑞昱半導體	92/4/10	03100194.7
91/10/9	910650.1	91A-35	多載波系統	台灣	發明	瑞昱半導體	92/3/21	92106239
91/10/9	910651.1	91A-35	多載波系統	美國	發明	瑞昱半導體	93/3/18	10/803.047
91/10/11	870545.1	IEA	耐毛端與齒	加拿大	年費(第3年)	陳國森、T	87/10/15	2-248-842
91/10/11	870547.1	IEA	耐毛端與齒	義大利	年費(第5年)	陳國森、T	87/11/10	098A00094
91/10/11	900631.1	US	數位演唱機	台灣	變更代理人	呂冠亮	90/10/9	90217131
91/10/11	880123.1	LS	可攜式咖啡	台灣	申復	朴明珍	88/5/6	89211458
91/10/11	890333.1	TSMC 2000	一種非管時	台灣	領證(證書)	台灣積體電	90/5/30	90112979
91/10/11	850761.1	UMC1997-	非揮發性記	台灣	領證(證書)	聯華電子股	86/1/28	86100934
91/10/11	880520.1	US	具檢測裝置	台灣	修正	華東半導體	88/11/18	88219566
91/10/11	880244.1	TSMC 1998	積體電路中	台灣	申復及修正	台灣積體電	88/6/15	88109961



"my_yeh"

<my_yeh@realtek.com.tw>
副本抄送:

收件人: 戚宛芝 <jeannie@realtek.com.tw>

主旨: FW: 請撤回(91A35)「正交分頻多工基頻接收機之架構設計」專利申請

2003/01/16 02:21 PM

-----Original Message-----

From: 柳德政 [mailto:dzliu@realtek.com.tw]

Sent: Thursday, January 16, 2003 10:23 AM

To: 葉明郁

Cc: 湯松年; 顏光裕; 劉泰誠; 黃湧芳

Subject: 請撤回(91A35)「正交分頻多工基頻接收機之架構設計」專利申請

Hi, 明郁:

請撤回(91A35)「正交分頻多工基頻接收機之架構設計」專利申請案。原案內容將與專利事務所討論，轉附於(91A31)「正交分頻多工接收機之同步誤差追蹤及補償裝置」與(91A45)「正交分頻多工符元邊際檢測機制」。謝謝！

德政

Realtek 專利文件 聲請人：瑞昱-台灣申請案

年度： 91 提案單 A-瑞昱 專利申請 瑞昱不準備 中國 台灣 專利類 ● 發明 ○ 新型 ○ 新式樣 專利類別： 發明 ○ 新型 ○ 新式樣

專利編號：	91A045TW
專利名稱(一)：	符元連續性調整及方法
產品應用：	
同案申請：	台灣、美國、中國、日本、英國、法國、德國

新專利發明人欄位資料：柳德政、潘松年、劉素誠、顏光裕

序號	姓名	工號	公司	部門	分機
001	柳德政	R684	瑞昱	產品開發一處	3518
002	潘松年	R755	瑞昱	產品開發一處	3503
003	劉素誠	R799	瑞昱	產品開發一處	3519
004	顏光裕	R666	瑞昱	產品開發一處	3584

開始日：	2002/02/1	0	最後(修改)日期：2002/07/01
抽籤日：	2002/02/1	31	美國(發明)：開始日：2002/07/01
發明人：	Yufen	發明人：	91091.H
發明專利：	發明	專利號碼：	91091.H
發明：	Yes ● No	發明類別：	發明
優先權：		優先權：	

最之作之正式狀態：已核准 -- 專利中
作權過程

☐ 提申請 專利類別：發明 ○ 新型 ○ 新式樣

Sent: 2003/01/16 02:21 PM

to: jeannie@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw

CC:

Subject: Please postpone (91A-035) "OFDM baseband receiver architecture design"
patent application

-----Original Message-----

From dzliu@realtek.com.tw

Sent: Thursday, January 16, 2003 10:23 AM

To: my_yeh

CC: Song-Nien Tang; Kuang-Yu Yen; Tai-Cheng Liu; Yu-Feng Huang

Subject: Please postpone (91A-035) "OFDM baseband receiver architecture
design" patent application

Hi MY:

Please postpone (91A-035) "OFDM baseband receiver architecture design"
patent application. I will discuss it with the patent law firm; and divide
and incorporate some of the contents of 91A-035, into another patent
disclosure 91A-45 entitled "A symbol boundary detection mechanism for
OFDM system", and some of the contents of the present application
(91A-035) into another patent disclosure 91A-31 entitled "Synchronization
Error Tracking and Compensation Method for OFDM Receiver". Thanks!

Der-Zheng

<input type="checkbox"/> 投票申請	() 票封	() 票袋號碼	() 出票	原因:
<input type="checkbox"/> 臨時申請票	<input type="radio"/> 不選包 <input type="radio"/> 申請中 <input type="radio"/> 已申請			
<input type="checkbox"/> 普通申請	<input type="radio"/> 未選包 <input type="radio"/> 申請中 <input type="radio"/> 已申請			
中國票號:	22118541	中國目:	20040828	
請求交付:	<input type="radio"/> Yes <input type="radio"/> No	請求交付目:		
未投票:	<input type="checkbox"/> Manual <input type="checkbox"/> Final	中國目:		
PTO開始日:		PTO截止日:		
公開日:		公開目:		
公告號:	1220040	公告目:	20040828	
<input type="checkbox"/> 已投票	<input type="radio"/> 申請中	<input type="radio"/> 已投票 (已公告)	<input type="radio"/> 專利 (已公告)	<input type="radio"/> 專利 (已公告)

專利號：	1220347	專利日：	2004/03/21
專利屆期日：	2023/03/20	專利清償日：	2003/03/20
年費：	第4年費	下年費繳納日期：	2003/03/20
備註：	0164459案申請臺灣專利(在國際專利局本專利)被國際專利局駁回而轉入中國專利 2002.11.19公告日,2002.12.11專利公告 2003.01.16發明人(和發明人)聲明(第1445號)「正茂升頻多工基頻接收機之系統設計」專利申請案，原案中有國際專利申請前狀態，轉明狀態時為「正茂升頻多工接收機之系統設計及新裝置」(第1445號)「正茂升頻多工基頻接收機之專利」。 2003.06.16公告 2003.07.04通知案件 2003.08.12駁回通知 2004.03.29 received the certificate 2005.07.25 paid the 2nd year maintain fee 2006.07.31 paid the 3-4th years maintain fee		

所有附件



魏慶嘉
<edgarwei@giga.net.tw>
w>

2003/02/14 02:14 PM

收件人： 戚宛芝 <jeannie@realtek.com.tw>, 柳德政
<dzliu@realtek.com.tw>, 葉明郁 <my_yeh@realtek.com.tw>
副本抄送： 魏慶嘉 <edgarwei@giga.net.tw>
主旨： 91A-031完整版

Dear 大姊&大師&大爺,

情人節這天
各位收到的是案子的初稿
此事純屬巧合...

不過,還是祝各位

有情人終成眷屬
已經成眷屬的
仍然有情...(沒有影射誰喔)



910562.I1.doc

Sent: 2003/02/14 02:14 PM

to: jeannie@realtek.com.tw; dzliu@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw

CC: edgarwei@giga.net.tw

Subject: 91A-031 full version

Dear All,

What a coincidence that you receive the drafting specification of the paten application for reference 91A-031 at Valentine's Day.

All shall be well, Jack shall have Jill.



910562.11.doc



魏慶嘉
<edgarwei@giga.net.tw>

2003/03/04 04:17 PM

收件人：葉明郁 <my_yeh@realtek.com.tw>, 柳德政
<dzliu@realtek.com.tw>, 戚宛芝 <jeannie@realtek.com.tw>
副本抄送：魏慶嘉 <edgarwei@giga.net.tw>
主旨：91A-035 (yuso 910650.I1)初稿

如題
請見附檔



圖式隨後傳真 910650.I1.doc

Sent: 2003/03/04 04:17 PM

to: jeannie@realtek.com.tw; dzliu@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw

CC: edgarwei@giga.net.tw

Subject: 91A-035 (yuso 910650.I1) first drafting specification

As title, please refer to the attached file.

I will fax the drawings later.



; 910650.I1.doc



魏慶嘉
<edgarwei@giga.net.tw>
w>

2003/03/13 04:41 PM

收件人： 葉明郁 <my_yeh@realtek.com.tw>, 柳德政
<dzliu@realtek.com.tw>, 威宛芝 <jeannie@realtek.com.tw>
副本抄送： 魏慶嘉 <edgarwei@giga.net.tw>
主旨： 91A-035(二校)

如題

主要修改部分為：

- (1) 獨立項改為"至少兩個導引子通道", 附屬項則補述兩個以上的情形
- (2) 新添PLL之附屬項及說明書相關敘述



- (3) 圖三A與B, 五, 七(隨後傳真) 910650.I1(二校).doc

Sent: 2003/03/13 04:41 PM

to: jeannie@realtek.com.tw; dzliu@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw

CC: edgarwei@giga.net.tw

Subject: 91A-035 second drafting specification

As title.

I correct:

- (1) In the independent Claim, "at least two pilot subchannels" are recited. In the dependent Claim, "more than two pilot subchannels" are recited.
- (2) A dependent Claim reciting "PLL" and its detailed description in the embodiments are newly added.
- (3) FIG. 3A, 3B, 5 and 7 (I will fax they later).


) 910650.11(二校).doc



"my_yeh"
<my_yeh@realtek.com.
tw>

收件人： 魏慶嘉 <edgarwei@giga.net.tw>, "瑞昱半導體 - 咸宛芝"
<jeannie@realtek.com.tw>, "瑞昱半導體 - 柳德政"
<dzliu@realtek.com.tw>

2003/03/20 01:53 PM

副本抄送：
主旨： RE: 91A-35

請送件

-----Original Message-----

From: 魏慶嘉 [mailto:edgarwei@giga.net.tw]

Sent: Thursday, March 20, 2003 1:37 PM

To: my_yeh; 瑞昱半導體 - 咸宛芝; 瑞昱半導體 - 柳德政

Subject: Re: 91A-35

附上三校稿

已與柳大師確認過

----- Original Message -----

From: "my_yeh" <my_yeh@realtek.com.tw>

To: "瑞昱半導體 - 咸宛芝" <jeannie@realtek.com.tw>; "瑞昱半導體 - 柳德政" <dzliu@realtek.com.tw>; "宇州專利事務所 - 魏慶嘉" <edgarwei@giga.net.tw>

Sent: Wednesday, March 19, 2003 5:35 PM

Subject: 91A-35

> 請確認

Sent: 2003/03/20 01:53 PM

to: edgarwei@giga.net.tw; jeannie@realtek.com.tw; dzliu@realtek.com.tw;

CC:

Subject: RE 91A-035

Please file in.

-----Original Message-----

From: edgarwei@giga.net.tw

Sent: Thursday, March 20, 2003, 1:37 PM

To: my-yeh; realtek-Jennie; realtek-dzliu

Subject: Re: 91A-035

The third drafting specification is attached.

I already checked it with Mr. Liu.

-----Original Message-----

From: my_yeh@realtek.com.tw

To: jeannie@realtek.com.tw; dzliu@realtek.com.tw; edgarwei@giga.net.tw;

Sent: Wednesday, March 19, 2003, 5:35 PM

Subject: 91A-035

Please check.



魏慶嘉
<edgarwei@giga.net.tw>
w>

2003/06/25 03:16 PM

收件人： 葉明郁 <my_yeh@realtek.com.tw>, 戚宛芝
<jeannie@realtek.com.tw>, 柳德政 <dzliu@realtek.com.tw>
副本抄送： 魏慶嘉 <edgarwei@giga.net.tw>
主旨： 91A-045TW (yuso 910791.I1)初稿

看來
我好像固定於答應交稿日之後兩天才交稿
千萬句的道歉也抵不過日後準時(甚至"提早")交稿...
請多帶點微笑!(此句僅針對某人)



圖式將催促製圖工程師儘快完成! 910791.I1.doc

Sent: 2003/06/25 03:16 PM

to: my_yeh@realtek.com.tw; jeannie@realtek.com.tw; dzliu@realtek.com.tw;

CC: edgarwei@giga.net.tw;

Subject: 91A-045TW (yuso 91079.I1) first drafting specification

It seems that I delayed the drafting specification by two days after the deadline, again.

It is better for me to provide the drafting specification on time (even earlier) than to say sorry.

Please smile (for someone only).

I will contact the drawing engineer for completing the Drawings ASAP.



910791.I1.doc



"YUSO Int'l Patent &
Trademark Office"
<yuso.tw@msa.hinet.n
et>

2003/07/07 03:19 PM

收件人： 威宛芝 <jeannie@realtek.com.tw>, 葉明郁
<my_yeh@realtek.com.tw>, "陳 志光"
<matichen@realtek.com.tw>
副本抄送： 魏慶嘉 <edgarwei@giga.net.tw>
主旨： 91A-45TW 真的二校稿

烏龍已經夠多了
今天又多一隻...

宇州國際專利商標事務所
YUSO Int'l Patent & Trademark Office
台北市松德路171號2樓
2F, No. 171, Sungteh Rd., Taipei, Taiwan, R.O.C
TEL: 886-2-27598848
FAX: 886-2-27598839
EMAIL: yuso@ebtnet.net
yuso@ethome.net.tw



yuso.tw@msa.hinet.net 910791.I1(二校).doc

Sent: 2003/07/07 03:19 PM

to: jeannie@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw; mattchen@realtek.com.tw;

CC: edgarwei@giga.net.tw;

Subject: 91A-045TW (yuso 91079.I1) second drafting specification

Enough stupid things.

One more stupid thing today.

YUSO Int'l Patent & Trademark Office

2F, No. 171, Sungteh Rd., Taipei, Taiwan, R.O.C.

TEL: 886-2-27598848

FAX: 886-2-27598839

EMAIL: yuso@ebtnet.net

yuso@ethome.net.tw



yuso.tw@msa.hinet.net 910791.I1(二校).doc

McClure, Dan

From: mattchen@realtek.com.tw
Sent: Wednesday, February 25, 2004 2:49 AM
To: SUNDIAL I.P. OFFICE
Cc: jeannie@realtek.com.tw; morrie@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw;
weberwang@realtek.com.tw
Subject: ??91A-045US????

敬啟者:

附加檔案為我方之台灣專利申請案, 敬請協助處理美國案的翻譯及申請程序。

第一個檔案: 發明人的提案資料。

第二個檔案: 台灣專利申請書

本案的圖式部分將fax給貴所。

發明人: 柳德政、湯松年、劉泰誠、顏光裕

申請日: 2003/07/08

申請號: 092118541

如有問題, 請與我聯絡。感謝貴所的費心處理。

best regards,

matt

(See attached file: boundary.doc)(See attached file: 91A045TWF.doc)

9/14/2007

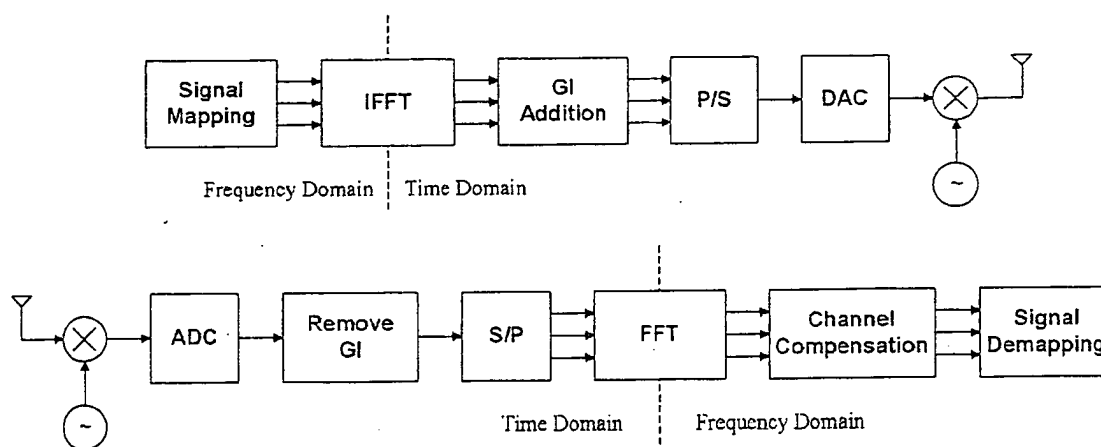
ATTACHMENT 12 (33 PAGES)

正交分頻多工符元邊際檢測機制

A Symbol Boundary Detection Mechanism for OFDM system

1. 背景介紹

正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, 簡稱OFDM)傳輸技術已被廣泛地採納於高速傳輸系統標準中, 如IEEE 802.11a/g WLAN, HIPERLAN 2, DAB等相關應用。OFDM係將傳送訊息分別置於頻域的 N 個子通道中, 利用反快速傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform, 簡稱IFFT)轉換成時域訊號, 再加上防護區間(guard interval, 簡稱GI)後, 經數位至類比轉換器(digital-to-analog converter, 簡稱DAC), 以及載波調變, 藉由無線通道進行傳輸。接收端則先經載波解調, 以及類比至數位轉換器(analog-to-digital converter, 簡稱ADC)取樣後, 將GI移除, 再利用快速傅立葉轉換(fast Fourier transform, 簡稱FFT)轉換回頻域訊號。一般而言, GI是以循環前置(Cyclic Prefix, 簡稱CP)的方式加入; 亦即複製IFFT輸出後段的訊號於前段當作GI。如此一來, 在通道脈衝響應長度不超過GI的情形下, 可以避免符際干擾(intersymbol interference, 簡稱ISI)的發生, 也可使 N 個子通道彼此獨立互不干擾。因而可在各個子通道中分別進行通道補償(channel compensation), 並解調出原傳送訊息。典型的OFDM傳送機與接收機之方塊圖如圖一所示。



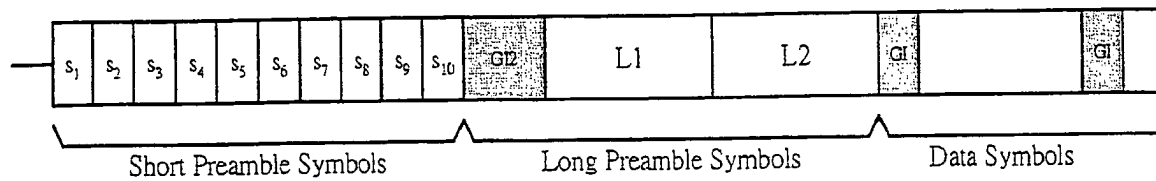
圖一、典型的OFDM傳送機與接收機方塊圖

為了避免產生嚴重的ISI, 接收端必須在移除GI的區間中, 決定輸入FFT之時域取樣訊號的起始位置, 即正確的檢測符元邊際(symbol boundary)。因此, 適當的符元邊際檢測(symbol boundary detection)方法, 便成了一個很重要的課題。

2. Prior Art

在常見的OFDM系統中, 封包中會先傳送一段已知的具時域週期性之短前置(short preamble)訊號供作為時域的同步處理, 接著會傳送一段已知頻域訊號的指音符元(pilot symbol)或稱為長前置(long

preamble)訊號供作為頻域的通道估測，以便在後續的資料符元(data symbol)中進行頻域通道補償。在長前置時域訊號的前段即有一段防護區間GI2以避免ISI干擾，此GI2為該長前置符元時域訊號的循環前置。圖二即是一般常見的OFDM訊號碼框架構。如圖二所示，短前置訊號通常是由某種自相關(auto-correlation)特性的時域週期符元所組成，並在其後分別加上長前置符元以及後續的資料符元



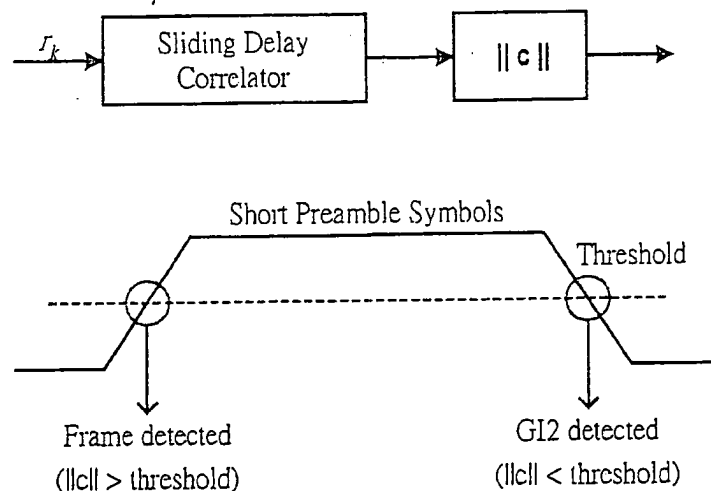
圖二、常見的OFDM碼框架構

在典型的邊隙符元檢測方法中，接收器一般會利用短前置訊號的週期與自相關特性來決定長前置符元以及後續的資料符元之適當起始點，用以移除GI，並以此作為後續FFT輸入的起始依據。常見的做法一般可分為兩個部分：

第一、將取樣後的接收訊號送至滑動延遲相關器(sliding delay correlator)，並觀察其輸出結果。此滑動延遲相關器的運算方式如下：

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot r_{k-n-N}^*$$

即是將 \$N\$ 取樣區間與其延遲 \$N\$ 點後的取樣區間做相關運算，此 \$N\$ 點的取樣區間會在新取樣點產生時做滑動的更新。其中 \$r_k\$ 是接收訊號的第 \$k\$ 個取樣值；\$N\$ 是短前置訊號一個週期內的取樣數，\$c_k\$ 則為滑動延遲相關器的第 \$k\$ 個輸出值。根據滑動延遲相關運算的特性，當接收訊號為週期訊號時，其絕對值(absolute value)會達到最大值。因此滑動延遲相關器的輸出絕對值會在短前置訊號被接收時產生最大值，而在其他時間呈現相對較小值。因此可藉由此輸出絕對值與一臨界值(threshold)的比較，來偵測短前置訊號的發生。當輸出絕對值大於該臨界值時，即表示偵測到碼框的發生；其後當輸出絕對值小於該臨界值時，即表示偵測到長前置符元之防護區間。其中，此臨界值一般是由一功率偵測器(power detector)來規範。圖三即是此一機制的示意圖。

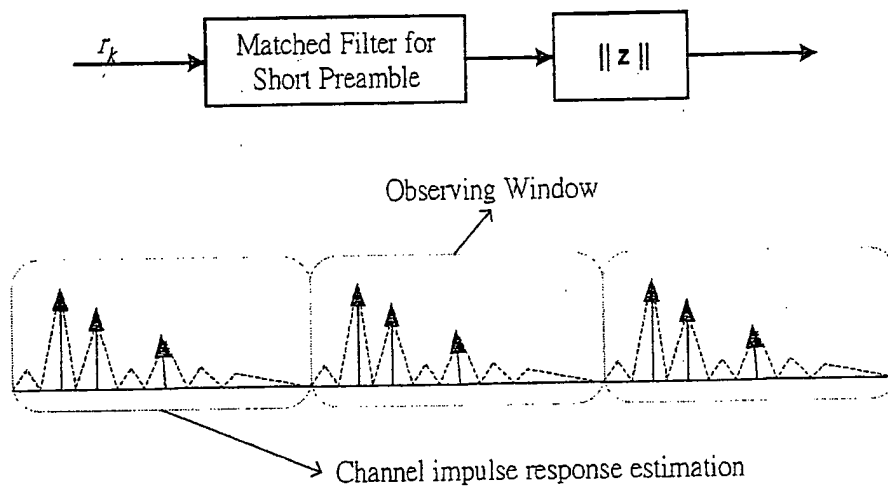


圖三、利用滑動延遲相關器完成碼框偵測與長前置符元防護區間偵測

第二、將取樣後的接收訊號送至短前置訊號匹配濾波器(matched filter)。此匹配濾波器會以已知的短前置訊號符元為係數；與接收訊號作複數線性回歸運算。其運算方式如下：

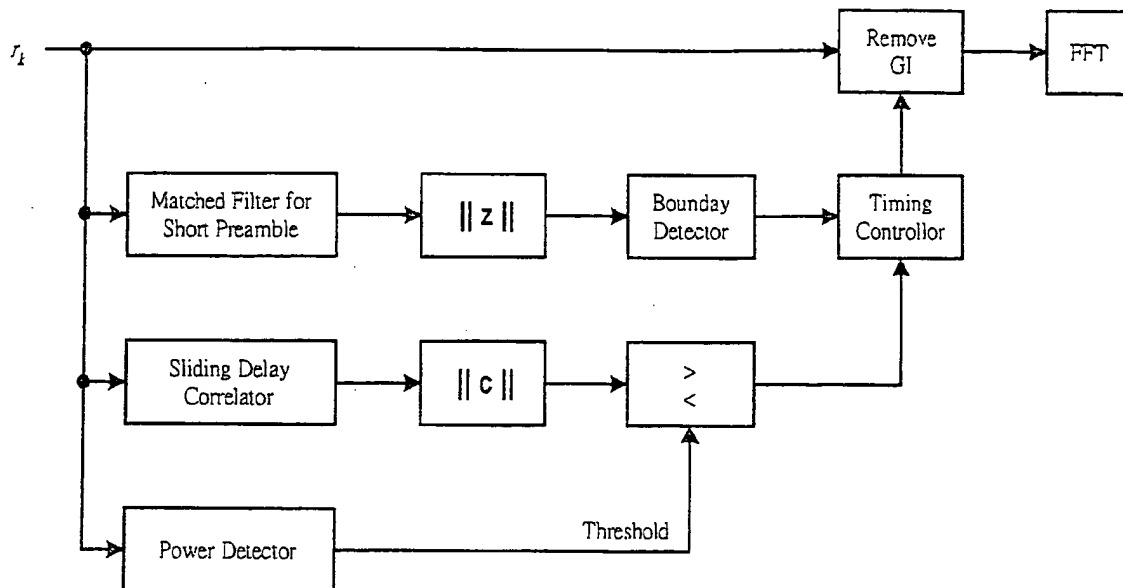
$$z_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot p_n^*$$

其中 r_k 是接收訊號的第 k 個取樣值； p_n 是已知的短前置訊號符元； N 是短前置訊號一個週期內的取樣數， z_k 則是匹配濾波器的第 k 個輸出結果。由於短前置訊號通常具有某種自相關特性，所以匹配濾波器的輸出會呈現時域通道脈衝響應的估測結果。此外，因為短前置訊號本身的週期性，若是以 N 為長度的視窗來觀察匹配濾波器的輸出結果，通道響應估測同樣也會在視窗內以週期性的方式出現。圖四即是此一機制的示意圖。



圖四、利用短前置訊號匹配濾波器觀察通道脈衝響應估測

一般而言，接收器會將滑動延遲相關器與短前置訊號匹配濾波器做配合使用，其運作方式如下：首先利用滑動延遲相關器來偵測碼框的出現，並在隨後啟動短前置訊號匹配濾波器的觀察視窗(長度即是短前置訊號的週期)。其後同樣會利用滑動延遲相關器來偵測長前置符元防護區間的出現，從而決定何時長前置符元及後續的資料符元會輸入FFT。在此期間，系統會觀察每個視窗內通道脈衝響應的平均估測，並決定最佳符元邊際參考點。根據此符元邊際參考點，接收機可利用一時序控制器(timing controller)控制移除GI的絕對位置，使長前置符元及後續的資料符元輸入FFT。圖五即是此典型的邊際符元檢測方法方塊圖。



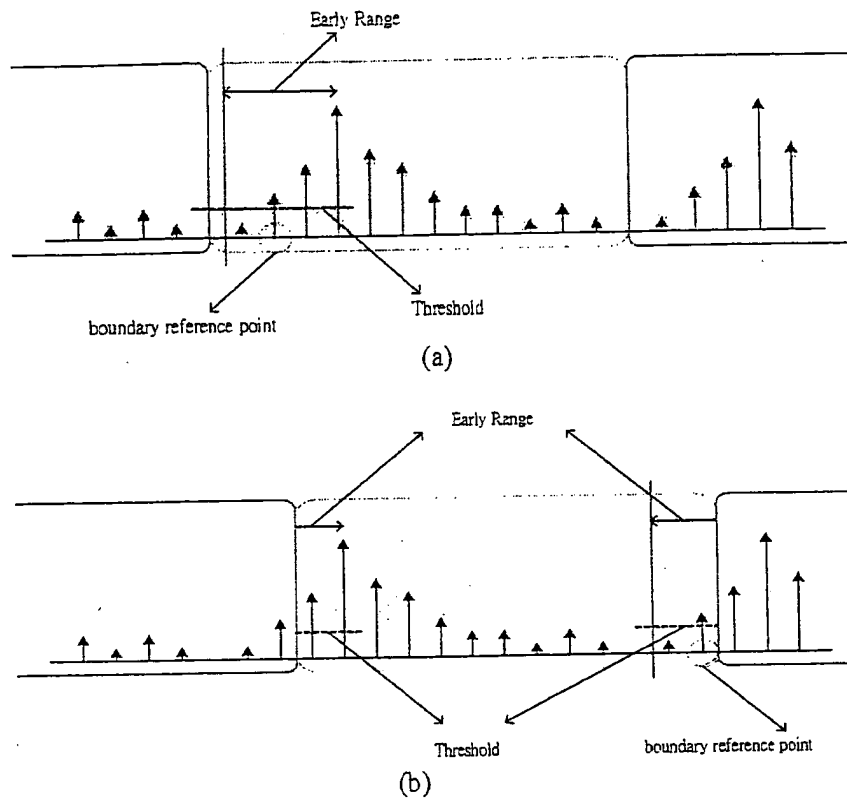
圖五、典型的邊際符元檢測方法方塊圖

3. 架構說明

在本篇專利中，我們提出一種新的符元邊際檢測機制；其內容包括觀察視窗內的符元邊際參考點決定方式，以及更有效的長前置符元防護區間偵測方式。

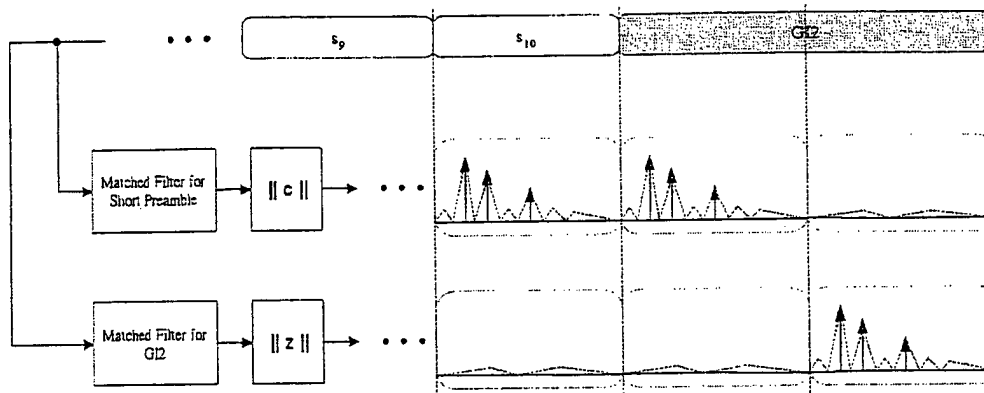
典型的邊際偵測器(boundary detector)通常是偵測觀察視窗內的最大峰值(peak value)，並根據此峰值往前定出一段初期範圍(Early Range)，其目的是要能涵蓋到通道響應最大路徑前的預先游標(Pre-Cursor)響應。一般而言，此初期範圍會與觀察視窗的邊際有關。舉例來說，假設最大峰值往前 x 個通道取樣點為初期範圍的起點，而最大峰值與所在視窗內的視窗起始邊界相距 y 個通道取樣點；倘若 $x \leq y$ ，則初期範圍起點即是所在視窗起始邊界往後 $y-x$ 處，如圖六(a)所示；倘若 $x > y$ ，則初期範圍起點即是所在視窗結束邊界往前 $x-y$ 處，如圖六(b)所示。此初期範圍內，接收機可再觀察若干個峰值，從而定出符元邊際參考點。

在本篇專利中，我們提出了一個有效決定符元邊際參考點的機制。其方式如下，首先觀察短前置訊號匹配濾波器的輸出絕對值，將不同觀察視窗內的對應值做平均，並搜尋與紀錄平均後觀察視窗內的最大峰值。之後根據此峰值大小定出合適的相對臨界值，並記錄在初期範圍內超過此臨界值的其餘路徑峰值；最靠近初期範圍起始點且符合此條件的路徑峰值即為符元邊際參考點。圖六所示為我們所提出之邊際偵測器的運作機制，其中(a)為初期範圍未超過視窗邊際的情況；(b)為初期範圍有超過視窗邊際的情況。



圖六、邊際檢測器的運作機制

典型的長前置符元防護區間偵測是根據滑動延遲相關器的輸出絕對值與臨界值比較做判斷。此種方式雖然直接，但在延遲擴散(Delay Spread)較大的通道環境下，有時會因延遲錯估長前置符元防護區間的出現，而錯誤判斷長前置符元及後續的資料符元進入FFT的時機。為了避免此現象，本篇專利提出一個利用長前置符元防護區間(GI2)匹配濾波器的判斷方式。一般而言，此防護區間是長前置符元時域訊號的循環前置，而且通常與短前置訊號並無特別的互相關特性(cross-correlation)；此外，防護區間本身也有某種程度的自相關特性(auto-correlation)。所以，若將其與前述之短前置訊號匹配濾波器相比較：短前置訊號匹配濾波器會在短前置訊號接收期間產生通道脈衝響應的估測，而在長前置符元防護區間接收時產生雜訊程度的輸出；GI2匹配濾波器會在短前置訊號接收期間產生雜訊程度的輸出，而在長前置符元防護區間接收時產生通道脈衝響應的估測。圖七即分別表示出短前置訊號匹配濾波器與GI2匹配濾波器在不同時段的輸出絕對值。



圖七、短前置訊號匹配濾波器與長前置符元防護區間匹配濾波器在不同時段的輸出情形

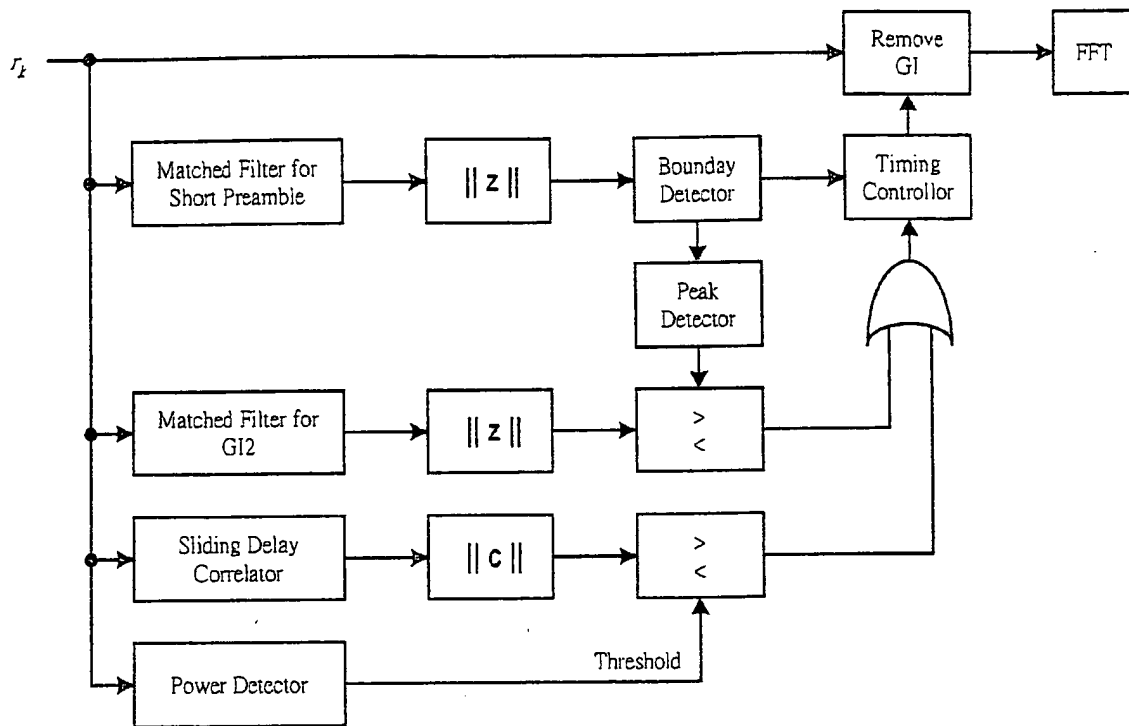
基於以上描述的特性，我們可以藉由比較短前置訊號匹配濾波器與GI2匹配濾波器的輸出結果，來更正確地偵測長前置符元防護區間。其方式如下：首先觀察短前置訊號匹配濾波器的輸出絕對值，將不同觀察視窗內的對應值做平均，並搜尋與紀錄平均後觀察視窗內的最大峰值。其次根據紀錄的峰值予以適當的權重(weighting)作為臨界值，並持續觀察GI2匹配濾波器的輸出絕對值是否有超過該臨界值，一旦此情況發生，即可判斷偵測到長前置符元防護區間。此種機制可與典型的長前置符元防護區間偵測方法(即根據滑動延遲相關器的輸出絕對值做判斷)並用，以便達到相輔相成的更加保險做法。

綜合以上所述，我們提出一個新的符元邊際檢測機制，如圖八所示。其中包括本篇所提出的邊際偵測器，以及結合滑動延遲相關器與GI2匹配濾波器，來偵測長前置符元防護區間的機制。

4. 優缺點

本篇專利所提出的運作機制雖較複雜，但在延遲擴散(Delay Spread)較大的通道環境下，能夠以結合滑動延遲相關器與GI2匹配濾波器，藉由一時序控制器以及邊際偵測器所決定之符元邊際參考點，來控制移除GI的絕對位置，使長前置符元及後續的資料符元輸入FFT的運作正確，避免延遲擴散錯估符元邊際。

利用最大峰值定出相對臨界值來記錄其餘路徑的峰值；可以更彈性地根據主路徑能量決定初期範圍所考量的路徑數目，從而決定更適合的符元邊際。



圖八、符元邊際檢測機制方塊圖

符元邊際檢測裝置及方法

- 5 本發明提供一種符元邊際檢測裝置及方法，用於通訊系統之接收機中，其係利用一臨界值來輔助判斷，以便在初期範圍內選取適當的符元邊際參考點。此臨界值可因應系統不同特徵做彈性設定。此外，更利用一指引符元防護區間匹配濾波器，於接收指引符元之防護區間，判斷是否接收到指引符元之防護區間。

本案代表圖為：第六圖

- 10 本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

60- 符元邊際檢測裝置

61- 短前導訊號匹配濾波器 62- 邊際偵測器

63- 偵測單元 64- 時序控制器

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關於通訊系統之符元邊際檢測裝置及方法，尤指一種藉由臨界值的輔助，選取適當邊際參考點的符元邊際檢測裝置及方法。

5

【先前技術】

近年來，多載波(multi-carrier 或multi-tone)系統已廣泛應用於資料傳輸，如應用於IEEE 802.11a/g無線區域網路(wireless local area network, WLAN)之正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技術。圖一係一典型OFDM系統的方塊圖。此OFDM系統100係於發射機將所要傳送的資料透過訊號對應(signal mapping)裝置101分別置於頻域的N個子通道中。接著，利用反快速傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform, IFFT)裝置102轉換成時域訊號，再加上防護區間(guard interval, GI)後，經並列至串列轉換器(parallel-to-serial converter, P/S)104及數位至類比轉換器(digital-to-analog converter, DAC)105，再經由通道106進行傳輸。接收機則先經類比至數位轉換器(analog-to-digital converter, ADC)107取樣後，將GI移除，並經過串列至並列轉換器(serial-to-parallel

converter, S/P)110, 再送入快速傅立葉轉換(fast Fourier transform, FFT)裝置111轉換回頻域訊號, 在各個子通道中分別進行通道補償(channel compensation), 最後由訊號解對應(signal demapping)裝置113解調出原傳送資料。

我們將一組N點IFFT的輸出值稱作符元(symbol)。而由於通道脈衝響應(channel impulse response, CIR)通常皆非理想, 會造成一符元在經過通道106後, 於接收機影響到後續符元的接收, 造成「符際干擾」(inter-symbol interference, ISI)。為避免此問題, 一般會在符元間額外加入一段防護區間(GI)。一般而言, GI是以循環前置(Cyclic Prefix, CP)的方式加入; 亦即複製輸出符元後段的訊號於前段當作GI。如此一來, 在通道脈衝響應長度不超過GI的情形下, 可以避免ISI的發生, 也可使N個子通道彼此獨立互不干擾。這部分的訊號處理, 是由圖一中增加防護區間之電路103與移除防護區間之電路109來完成。

不過, 接收機必須在移除GI前, 決定輸入FFT裝置111之時域取樣訊號的正確起始位置, 即符元的邊際, 才能有效避免ISI。因此, 如何進行適當的符元邊際檢測(symbol boundary detection), 便成了一個很重要的課題。

在OFDM系統100中, 封包或碼框(frame)中會先傳送一段已知的具時域週期性之短前導訊號(short preamble), 供時域的同步處理之用; 接著會傳送一段已知頻

域訊號的指字符元(pilot symbol)，或稱為長前導訊號(long preamble)，供頻域的通道估測之用，以便在後續的資料符元(data

symbol)中進行頻域通道補償。在長前導時域訊號之前，有
 5 加上一段防護區間(以GI2表示)，而每一資料符元之前，亦
 加上防護區間(以GI表示)，以避免ISI。圖二即顯示了一般OFDM訊號的碼框架構。如圖二所示，短前導訊號通常係由
 具某種自相關(auto-correlation)特性的時域週期符元所組成，並在其後分別加上
 10 長前導符元及後續的資料符元。

在習知的邊際符元檢測做法中，接收機一般係利用短前導訊號的週期與自相關特性，來決定長前導符元及後續資料符元的適當起始點，用以移除GI，並作為後續FFT輸入的起始依據。此做法一般可分為兩個部分來看：

15 第一、將所接收碼框之取樣訊號送至滑動延遲關聯器(sliding delay correlator)，觀察其輸出結果。此滑動延遲相關器的運算方式如下：

$$20 \quad c_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot r_{k-n-N}^* \quad \text{式 (1-1)}$$

此運算係將一N點的取樣區間與其前N點的取樣區間做關聯運算，此N點的取樣區間會在新取樣點產生時做滑動的更新。式(1-

25 1)中， r_k 為所接收碼框的第k個取樣值，N為短前導訊號一個

週期內的取樣數， c_k 則為滑動延遲關聯器的第k個輸出值。

根據滑動延遲關聯器之運算特性，當所接收之訊號為週期訊號時，其輸出絕對值會達到最大值。據此，滑動延遲關聯器的輸出絕對值會在短前導訊號被接收時產生最大值，而在其他時間呈現相對較小值。因此，可藉由此輸出絕對值與一臨
5 界值(threshold)的比較，來偵測是否接收到短前導訊號。當輸出絕對值由相對較小值遞增至大於此臨界值時，表示偵測到碼框(即開始短前導訊號之接收)；其後當輸出絕對值遞減至小於此臨界值時，表示偵測到長前導符元之防護區間(即
10 結束短前導訊號之接收)。圖三即為此一機制的示意圖。

第二、將所接收碼框之取樣訊號送至短前導訊號匹配濾波器(matched
filter)。此匹配濾波器係以已知的短前導訊號之符元為係數，與取樣訊號作複數線性回歸運算。其運算方式如下：

15

$$z_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot p_n^* \quad \text{式 (1-2)}$$

其中， r_k 是所接收碼框的第k個取樣值， p_n 是已知的短前導訊號符元，N是短前導訊號一個週期內的取樣數， z_k 則是匹配濾波器的第k個輸出結果。由於短前導訊號通常具有
20 某種自相關特性，所以匹配濾波器的輸出會呈現時域通道脈衝響應的估測結果。此外，因為短前導訊號本身的週期性，若以N點為長度的視窗來觀察匹配濾波器的輸出結果，通道脈衝響應之估測值同樣也會在視窗內以週期性的方式呈現。
25 圖四即是此一機制的示意圖。

目前在習知的做法中，有兩項缺點。第一，在決定符元邊際參考點時，係先偵測觀察視窗內的最大峰值(peak value)，再根據此最大峰值往前定出一段初期範圍(Early Range)，以涵蓋通道脈衝響應的前游標(Pre-Cursor)響應。此處初期範圍會與觀察視窗的邊界有關。假設最大峰值往前 x 個取樣點為初期範圍起始點，而最大峰值與所在視窗的起始邊界相距 y 個取樣點。若 $x \leq y$ ，則初期範圍起始點即是所在視窗起始邊界往後 $y-x$ 處，自該起始點到最大峰值，即為初期範圍，如圖五(a)所示；若 $x > y$ ，則初期範圍起始點即是所在視窗結束邊界往前 $x-y$ 處，此時，初期範圍包括從該起始點直到視窗的結束邊界，再從視窗的起始邊界到最大峰值，如圖五(b)所示。在此初期範圍內，接收機再選取離最大峰值固定數個取樣點的位置，作為符元邊際參考點。此種固定的做法缺乏彈性，而且在前游標響應較長或是具有多個相對較高峰值時，會造成參考點的誤判，影響接收機的效能。

第二，在延遲擴散(Delay Spread)較大的通道環境下，常因延遲而錯估長前導符元防護區間的出現，進而誤判長前導符元及後續資料符元進入FFT裝置111的時機。

【發明內容】

為解決上述問題，本發明之主要目的係提出一種符元邊

際檢測裝置及其方法。此檢測裝置利用一臨界值來輔助判斷，以便在初期範圍內選取適當的符元邊際參考點。此臨界值可因應不同系統彈性設定。此檢測裝置包含一匹配濾波器、一邊際偵測器、一偵測單元，以及一時序控制器，用以決定封包之符元起始點。

此外，若封包包含指引符元及其防護區間，則此檢測裝置更利用一指引符元防護區間匹配濾波器，於接收前導訊號與指引符元之防護區間時，分別產生不同的輸出，藉以判斷是否接收到指引符元之防護區間。為使貴審查委員對於本發明能有更進一步的了解與認同，茲配合圖式詳述本發明的實施方式如后。

【實施方式】

本節將以圖一之OFDM系統100為例，詳述本發明的實施方式。如前述圖二所示，OFDM系統100所傳收之碼框依序具有週期性的短前導訊號、長前導訊號(包含指引符元與其防護區間GI2)以及資料符元與其防護區間GI。此處亦假定短前導訊號之一週期內的取樣數為N。圖六係為本發明配合此種碼框架構所提之符元邊際檢測裝置60的方塊圖。如圖六所示，檢測裝置60包含一短前導訊號匹配濾波器61，其接收碼框之取樣訊號 r_k ，執行如式(1-2)的運算。當接收到短前導訊號的部分時，匹配濾波器61會輸出OFDM系統100之通道脈衝響應的估測值。

檢測裝置60亦包含一邊際偵測器62，耦接至短前導訊號

匹配濾波器61，以選取匹配濾波器61輸出之最大峰值，接著依據此最大峰值決定一第一臨界值，並依據最大峰值之位置決定初期範圍，最後，選取該初期範圍中，其值大於第一臨界值且最靠近該初期範圍之起始點的取樣訊號之位置，作為符元邊際參考點。其中，在選取最大峰值的部分，邊際偵測器62係以長度為N點的視窗觀察匹配濾波器61之輸出值，並計算多個不同視窗內之對應點的平均值。例如：以一長度為16的視窗為例，該視窗會依序觀察短前導訊號中每16個連續的取樣訊號之值。再依據該些取樣訊號值求出最大峰值。例如：該視窗先觀察短前導訊號中，第一個取樣觀察組，即第1~16個取樣訊號之值，在選擇其中最大者為最大峰值。之後，再觀察第二取樣觀察組，即第17~32個取樣訊號之值，接著，再計算相鄰兩取樣觀察組中，相對應之兩取樣訊號，例如：第1個取樣訊號與第17個取樣訊號、第2個取樣訊號與第18個取樣訊號...、至第16個取樣訊號與第32個取樣訊號之取樣平均值。求得所有的取樣平均值之後，選擇其中最大者即為最大峰值。其中，該平均值可以為算數平均、幾何平均或指數平均.....等等各種形式之數學平均數。

依據該最大峰值在該視窗中所對應之位置，以及事先預設之該初期範圍之長度，則可用來決定初期範圍起始點。例如：假設第10與第26個取樣訊號之平均值為最大峰值，則表示該視窗之第10個取樣點之訊號具有最大峰值。假設該初期範圍之長度為8，則該視窗之第2個取樣點則為初期範圍起始點，且初期範圍為該視窗之第2個取樣點到第10個取樣點，

此即為圖七(a)所示之初期範圍未超過視窗邊界的情況。另一個狀況為，假設第2與第18個取樣訊號之平均值為最大峰值，則表示該視窗之第2個取樣點之訊號具有最大峰值。假設該初期範圍之長度為8，則該視窗之倒數第6(8-

- 5 2)個取樣點，即第11個取樣點位置即為初期範圍之起始點，且初期範圍為該視窗第11取樣點到第16個取樣點，以及第1個取樣點到第2個取樣點，此即為圖七(b)所示之初期範圍超過視窗邊界的情況。

- 此外，求得最大峰值之後，邊際偵測器62會先因應個別
10 系統的特性，將最大峰值予以適當的權重，來作為第一臨界值。權重過大，第一臨界值就偏高，容易使之後所選取符元邊際點較後，而導致實際處理的符元受到下一個符元之干擾，造成ISI。權重過小，第一臨界值則偏低，易使所選取之符元邊際點較前，在延遲擴散較大的通道中，導致實際符元邊
15 際點受到前一個符元之干擾，可能形成嚴重的ISI。最大峰值的權重的決定方式係藉由實際模擬該通訊系統之通道特性來決定。第一臨界值決定之後，邊際偵測器62則選取該初期範圍中，其值大於第一臨界值且最靠近該初期範圍之起始點的取樣訊號之位置，作為符元邊際參考點。邊際偵測器62所
20 實施之符元邊際參考點之選取機制，可由圖七(a)及(b)之示意圖來表示。

檢測裝置60亦包含一偵測單元63，用於偵測接收機對指引符元之防護區間(即GI2)的接收。圖八係圖六偵測單元63之一具體實施例的方塊圖。在圖八的實施例中，偵測單元63

包含一滑動延遲關聯器81，將所接收碼框之取樣訊號 r_k 中一
N點的取樣區間，與其延遲N點後的另一取樣區間進行如式(1-
1-

1)的關聯運算。偵測單元63還包含一比較器82，耦接至滑動
延遲關聯器81與時序控制器64，用以比較滑動延遲關聯器81
之輸出值與一第二臨界值，當輸出值小於第二臨界值，即判
斷接收機已接收到GI2。偵測單元63還包含一功率偵測器83
，依據所接收碼框之取樣訊號 r_k 計算一參考功率，以作為第
二臨界值，如此可動態地調整第二臨界值，避免因取樣訊號
10 r_k 本身的不穩定(如雜訊干擾)，而造成比較器82的誤判。

圖九係圖六偵測單元63之另一具體實施例的方塊圖。在
圖九的實施例中，偵測單元63包含一GI2匹配濾波器91，其
接收碼框之取樣訊號 r_k 。由於GI2與短前導訊號並無特別的
互相關特性(cross-
15 correlation)，而GI2本身也有某種程度的自相關特性，所以GI2
匹配濾波器91會在短前導訊號接收期間產生雜訊程度的輸
出，而在GI2接收時產生OFDM系統100之通道脈衝響應的估
測值。偵測單元63還包含一第二比較器92，耦接至邊際偵測
器62、GI2匹配濾波器91及時序控制器64，依據邊際偵測器6
20 2所提供之最大峰值決定一第三臨界值，並比較GI2匹配濾波
器91之輸出值與第三臨界值，當輸出值大於第三臨界值，即
判斷接收機已接收到GI2。在又一具體實施例中，可將圖八
與圖九之偵測單元63的實施例，利用一或閘(OR
gate)合併使用，如圖十所示。

檢測裝置60亦包含一時序控制器64，耦接至邊際偵測器62與偵測單元63，依據邊際偵測器62所選取之符元邊際參考點與偵測單元63之偵測結果，來決定長前導符元與後續資料符元的起始點。在圖八至圖十的實施例中，當偵測單元63於
5 某觀察視窗中判斷接收機已接收到GI2時，時序控制器64即可依GI2的長度(通常為N的整數倍)，以後續某個視窗內之符元邊際參考點，作為長前導符元的起始點，而資料符元的起始點，亦可藉此推算出來。決定符元的起始點後，即可控制移除防護區間之電路109，以移除長前導符元與後續資料符
10 元的防護區間，再輸入FFT裝置111。

接著，將敘述如何利用前述之符元邊際檢測裝置60，來實施本發明之符元邊際檢測方法。圖十一係本發明之符元邊際檢測方法的動作流程圖。如圖十一所示，此檢測方法包含下列步驟：

15 1101

利用短前導訊號匹配濾波器61接收短前導訊號，以估測OFDM系統100之通道脈衝響應；

1102

20 邊際偵測器62以長度為N點的視窗觀察匹配濾波器61之輸出值；

1103

邊際偵測器62計算多個不同視窗內之對應點的平均值，並選取其中之最大峰值；

1104

邊際偵測器62依據此最大峰值決定一臨界值，並依據該最大峰值之相對位置決定一初始範圍，選取該視窗中大於此臨界值且最靠近初期範圍起始點的取樣點，作為符元邊際參考點；

- 5 1105 偵測單元63偵測接收機是否接收到GI2；以及
1106

時序控制器64依據符元邊際參考點與步驟1105之偵測結果，決定長前導符元之起始點。

- 在一具體實施例中，步驟1105包含：(a1)依據利用所接收碼框之取樣訊號中一N點的取樣區間，與前N點的另一取樣區間進行如式(1-

1)關聯運算；(a2)依據所接收碼框之取樣訊號計算參考功率，作為第二臨界值；以及(a3)比較此關聯運算之結果與第二臨界值，以判斷接收機是否接收到GI2。

- 15 在另一具體實施例中，步驟1105則包含：(a1)利用一GI2匹配濾波器接收GI2之取樣訊號，而輸出OFDM系統100之通道脈衝響應的估測值；(a2)依據步驟1103選取之最大峰值決定一第三臨界值；以及(a3)比較GI2匹配濾波器之輸出值與第三臨界值，以判斷接收機是否接收到GI2。

- 20 以上所述係利用較佳實施例詳細說明本發明，而非限制本發明之範圍。大凡熟知此類技藝人士皆能明瞭，適當而作些微的改變及調整，仍將不失本發明之要義所在，亦不脫離本發明之精神和範圍。綜上所述，本發明實施之具體性，誠已符合專利法中所規定之發明專利要件，謹請

貴審查委員惠予審視，並賜准專利為禱。

【圖式簡單說明】

- 圖一係一典型正交分頻多工(OFDM)系統的方塊圖。
- 5 圖二係一般OFDM訊號之碼框架構的示意圖。
- 圖三係習用技術中利用滑動延遲相關器偵測碼框與指引符元防護區間的示意圖。
- 圖四係習用技術中利用短前導訊號匹配濾波器觀察通道脈衝響應估測值的示意圖。
- 10 圖五係在觀察視窗內決定初期範圍起始點的示意圖。
- 圖六係本發明之符元邊際檢測裝置的方塊圖。
- 圖七係本發明於初期範圍內選取符元邊際參考點的示意圖。
- 圖八係圖六偵測單元之一具體實施例的方塊圖。
- 15 圖九係圖六偵測單元之另一具體實施例的方塊圖。
- 圖十係圖六偵測單元之又一具體實施例的方塊圖
- 圖十一係本發明之符元邊際檢測方法的動作流程圖。

圖式之圖號說明：

- | | | |
|----|----------------|----------------|
| 20 | 100- OFDM系統 | 101- 訊號對應裝置 |
| | 102- IFFT裝置 | 103- 增加防護區間之電路 |
| | 104- 並列至串列轉換器 | 105- 數位至類比轉換器 |
| | 106- 通道 | 107- 類比至數位轉換器 |
| | 109- 移除防護區間之電路 | 110- 串列至並列轉換器 |

- 111- FFT裝置 112- 通道補償裝置
- 113- 訊號解對應裝置
- 60- 符元邊際檢測裝置
- 61- 短前導訊號匹配濾波器 62- 邊際偵測器
- 5 63- 偵測單元 64- 時序控制器
- 81- 滑動延遲關聯器 82- 比較器
- 83- 功率偵測器
- 91- GI2匹配濾波器 92- 第二比較器
- 1101~1106- 本發明之符元邊際檢測方法的動作流程

申請專利範圍：

1. 一種符元邊際檢測裝置，係用於一通訊系統之一接收機中，該接收機接收一封包，該封包包括一第一前導訊號、一第二前導訊號及一符元，該檢測裝置包含：
 - 5 一匹配濾波器，接收該第一前導訊號，以輸出一估測訊號，其中，該估測訊號係對應於該通訊系統之一通道脈衝響應；
 - 一邊際偵測器，耦接至該匹配濾波器，依據該估測訊號，求出一臨界值與一初期範圍，並根據該臨界值與該初期範圍決定一符元邊際參考點；
 - 10 一偵測單元，用於依據該第二前導訊號輸出一偵測訊號；以及
 - 一時序控制器，耦接至該邊際偵測器與該偵測單元，依據該符元邊際參考點與該偵測訊號，決定該符元之一起始點。
- 15 2. 如申請專利範圍第1項所述之檢測裝置，其中該估測訊號包括複數個取樣點，該些取樣點係對應於複數個取樣訊號。
3. 如申請專利範圍第2項所述之檢測裝置，其中該邊際偵測器係先決定該估測訊號之一最大峰值，再依據該最大峰值決定該臨界值及該初期範圍，再依據該臨界值及該初期範圍決定該符元邊際參考點。
- 20 4. 如申請專利範圍第3項所述之檢測裝置，其中該些取樣訊號係分為複數個取樣訊號組，每該取樣訊號組皆包括連續

- N個取樣訊號，其中，該些取樣訊號組包括相鄰之一第一取樣訊號組及一第二取樣訊號組，該第一取樣訊號組更包括一第一取樣訊號，該第二取樣訊號組更包括一第二取樣訊號，該第一取樣訊號於該第一取樣訊號組之位置係與該第二訊號於該第二取樣訊號組之位置相對應，複數個取樣平均值係分別與該第一取樣訊號與該第二取樣訊號相對應，且該最大峰值係為該些取樣平均數之最大者。
5. 如申請專利範圍第4項所述之檢測裝置，其中每該取樣平均值係為相對應之該第一取樣訊號與該第二取樣訊號之平均數。
6. 如申請專利範圍第4項所述之檢測裝置，其中該邊際偵測器係依據該最大峰值相對應之該第二取樣訊號於該第二取樣訊號組之位置決定該初期範圍之一初期範圍終點。
7. 如申請專利範圍第6項所述之檢測裝置，其中該邊際偵測器係依據該初期範圍終點及一初期範圍長度決定該初期範圍之一初期範圍起始點，其中，該初期範圍長度係為該初期範圍所包含該些取樣點之數目。
8. 如申請專利範圍第7項所述之檢測裝置，其中該初期範圍長度係預先設定，且該初期範圍長度係小於每該取樣訊號組所包括之該些取樣訊號之數目。
9. 如申請專利範圍第7項所述之檢測裝置，其中，該符元邊際參考點係為對應之該取樣訊號大於該臨界值，且最接近該初期範圍起始點之該取樣點。
10. 如申請專利範圍第2項所述之檢測裝置，其中該臨界值係

為該最大峰值乘以一權值，該權值的大小係預先設定。

11. 如申請專利範圍第1項所述之檢測裝置，其中該偵測單元包含：

- 5 一滑動延遲關聯器，依據該第二前導訊號進行一關聯運算，輸出一關聯訊號；以及
- 一比較器，耦接至該滑動延遲關聯器與該時序控制器，比較該關聯訊號與一第二臨界值，並輸出該偵測訊號。

12. 如申請專利範圍第11項所述之檢測裝置，其中該滑動延遲關聯器係將該第二前導訊號區分為複數個取樣區間，係以該些取樣區間之相鄰兩者進行該關聯運算。

13. 如申請專利範圍第11項所述之檢測裝置，其中該偵測單元更包含一功率偵測器，計算該第二前導訊號之一參考功率，作為該第二臨界值。

15 14. 如申請專利範圍第1項所述之檢測裝置，其中該偵測單元包含：

- 一第二匹配濾波器，依據該第二前導訊號輸出一第二估測訊號，該第二估測訊號係對應於該通訊系統之通道脈衝響應；以及
- 20 一第二比較器，耦接至該邊際偵測器、該第二匹配濾波器及該時序控制器，並依據該第一估測訊號與該第二估測訊號，決定該偵測訊號。

15. 如申請專利範圍第11項所述之檢測裝置，其中該偵測單元包含：

- 一第二匹配濾波器，依據該第二前導訊號輸出一第二估測訊號，該第二估測訊號係對應於該通訊系統之通道脈衝響應；
- 一第二比較器，耦接至該邊際偵測器、該第二匹配濾波器及該時序控制器，並依據該第一估測訊號與該第二估測訊號，決定該偵測訊號；以及
- 一或閘，接收該比較器與該第二比較器之輸出，進行或之運算後輸出。
16. 如申請專利範圍第15項所述之檢測裝置，其中該偵測單元更包含一功率偵測器，計算該第二前導訊號之一參考功率，作為該第二臨界值。
17. 一種符元邊際檢測方法，係用於一通訊系統之一接收機中，該接收機所接收之一封包，該封包包括一第一前導訊號及一符元，該檢測方法包含：
- 依據該第一前導訊號，輸出一第一估測訊號，其中，該第一估測訊號係對應於該通訊系統之一通道脈衝響應；
- 依據該第一估測訊號，決定一臨界值與一初期範圍；
- 依據該臨界值與該初期範圍，決定一符元邊際參考點；
- 依據該第二前導訊號輸出一偵測訊號；以及
- 依據該符元邊際參考點與該偵測訊號，決定該符元之一起始點。
18. 如申請專利範圍第17項所述之檢測方法，其中，該第一估測訊號包括複數個取樣點，該些取樣點分別對應複數個取樣訊號。

19. 如申請專利範圍第18項所述之檢測方法，其中，依據該第一估測訊號，決定一符元邊際參考點之步驟更包括：
依據該些取樣訊號決定一最大峰值；以及
依據該最大峰值決定該臨界值及該初期範圍。
- 5 20. 如申請專利範圍第19項所述之檢測方法，其中決定該最大峰值之步驟更包括：

將該些取樣訊號係分為複數個取樣訊號組，其中，每該取樣訊號組皆包括連續N個取樣訊號，該些取樣訊號組包括相鄰
10 之一第一取樣訊號組及一第二取樣訊號組，該第一取樣訊號組更包括一第一取樣訊號，該第二取樣訊號組更包括一第二取樣訊號，該第一取樣訊號於該第一取樣訊號組之位置係與該第二訊號於該第二取樣訊號組之位置相對應；

- 15 依據該些取樣訊號組決定複數個取樣平均值，其中，該些取像平均值係分別與該第一取樣訊號與該第二取樣訊號相對應；以及

選擇該些取樣平均數之最大者作為該最大峰值。

21. 如申請專利範圍第20項所述之檢測方法，其中每該取樣
20 平均值係為相對應之該第一取樣訊號與該第二取樣訊號之平均數。

22. 如申請專利範圍第20項所述之檢測方法，其中該初期範圍決定步驟更包括：

依據該最大峰值，決定該初期範圍之一初期範圍終點，其中，該初期範圍終點係由該最大峰值相對應之該第二取樣訊號於該第二取樣訊號組之位置所決定；以及

- 5 依據該初期範圍終點及一初期範圍長度，決定該初期範圍之一初期範圍起始點，其中，該初期範圍長度係為該初期範圍所包含該些取樣點之數目。

23. 如申請專利範圍第22項所述之檢測方法，其中該初期範圍長度係預先設定，且該初期範圍長度係小於每該取樣訊號組所包括之該些取樣訊號之數目。

24. 如申請專利範圍第22項所述之檢測方法，其中，該符元邊際參考點係為對應之該取樣訊號大於該臨界值，且最接近該初期範圍起始點之該取樣點。

25. 如申請專利範圍第19項所述之檢測方法，其中該臨界值係為該最大峰值乘以一權值，該權值的大小係預先設定。

26. 如申請專利範圍第19項所述之檢測方法，其中該依據該第二前導訊號輸出該估測訊號步驟更包括：

依據該第二前導訊號進行一關聯運算以及比較該關聯運算之結果與一第二臨界值，以輸出該偵測訊號。

27. 如申請專利範圍第26項所述之檢測方法，其中該偵測步驟更包含：

計算該第二前導訊號之一參考功率，作為該第二臨界值

。

28. 如申請專利範圍第26項所述之檢測方法，其中該關聯運算係利用該第二前導訊號區分為複數個取樣區間，係以這些取樣區間之相鄰兩者進行該關聯運算。

29. 如申請專利範圍第19項所述之檢測方法，其中該偵測步驟包含：

依據該第二前導訊號輸出一第二估測訊號，該第二估測訊號係對應於該通訊系統之通道脈衝響應，以及
依據該第一估測訊號與該第二估測訊號，以決定該偵測訊號。

30. 一種符元邊際檢測裝置，係用於一通訊系統之一接收機中，該接收機接收一封包，該封包包括一前導訊號及一符元，該檢測裝置包含：

一匹配濾波器，接收該前導訊號，以輸出一估測訊號，
其中，該估測訊號係對應於該通訊系統之一通道脈衝響應；

一邊際偵測器，耦接至該匹配濾波器，並依據該估測訊號，求出一臨界值與一初期範圍，並根據該臨界值與該初期範圍決定一符元邊際參考點；

一偵測單元，用於偵測該前導訊號結束，輸出一偵測訊號；以及

一時序控制器，耦接至該邊際偵測器與該偵測單元，依據該符元邊際參考點與該偵測訊號，決定該符元之一起始點。

31. 如申請專利範圍第30項所述之檢測裝置，其中該估測訊

號包括複數個取樣點，該些取樣點係對應於複數個取樣訊號。

32. 如申請專利範圍第31項所述之檢測裝置，其中該邊際偵測器係先決定該估測訊號之一最大峰值，再依據該最大峰值決定該臨界值及該初期範圍，再依據該臨界值及該初期範圍決定該符元邊際參考點。

33. 如申請專利範圍第32項所述之檢測裝置，其中該些取樣訊號係分為複數個取樣訊號組，每該取樣訊號組皆包括連續N個取樣訊號，其中，該些取樣訊號組包括相鄰之一第一取樣訊號組及一第二取樣訊號組，該第一取樣訊號組更包括一第一取樣訊號，該第二取樣訊號組更包括一第二取樣訊號，該第一取樣訊號於該第一取樣訊號組之位置係與該第二訊號於該第二取樣訊號組之位置相對應，複數個取樣平均值係分別與該第一取樣訊號與該第二取樣訊號相對應，且該最大峰值係為該些取樣平均數之最大者。

34. 如申請專利範圍第33項所述之檢測裝置，其中每該取樣平均值係為相對應之該第一取樣訊號與該第二取樣訊號之平均數。

35. 如申請專利範圍第33項所述之檢測裝置，其中該邊際偵測器係依據該最大峰值相對應之該第二取樣訊號於該第二取樣訊號組之位置決定該初期範圍之一初期範圍終點。

36. 如申請專利範圍第35項所述之檢測裝置，其中該邊際偵測器係依據該初期範圍終點及一初期範圍長度決定該初期範圍之一初期範圍起始點，其中，該初期範圍長度係為該

初期範圍所包含該些取樣點之數目。

37. 如申請專利範圍第36項所述之檢測裝置，其中該初期範圍長度係預先設定，且該初期範圍長度係小於每該取樣訊號組所包括之該些取樣訊號之數目。
- 5 38. 如申請專利範圍第36項所述之檢測裝置，其中，該符元邊際參考點係為對應之該取樣訊號大於該臨界值，且最接近該初期範圍起始點之該取樣點。
39. 如申請專利範圍第30項所述之檢測裝置，其中該臨界值係為該最大峰值乘以一權值，該權值的大小係預先設定。
- 10 40. 一種符元邊際檢測方法，係用於一通訊系統之一接收機中，該接收機所接收之一封包，該封包包括一前導訊號及一符元，該檢測方法包含：
- 依據該前導訊號，輸出一估測訊號，其中，該估測訊號係對應於該通訊系統之一通道脈衝響應；
- 15 依據該估測訊號，決定一臨界值與一初期範圍；
- 依據該臨界值與該初期範圍，決定一符元邊際參考點；
- 偵測該第一前導訊號結束，並輸出一偵測訊號；以及
- 依據該符元邊際參考點與該偵測訊號，決定該符元之一起始點。
- 20 41. 如申請專利範圍第40項所述之檢測方法，其中決定該估測訊號包括複數個取樣點，該些取樣點分別對應複數個取樣訊號。
42. 如申請專利範圍第41項所述之檢測方法，更包括：
- 依據該些取樣訊號決定一最大峰值；以及

依據該最大峰值決定該臨界值及該初期範圍。

43. 如申請專利範圍第42項所述之檢測方法，其中決定該最大峰值之步驟更包括：

- 5 將該些取樣訊號係分為複數個取樣訊號組，其中，每該取樣訊號組皆包括連續N個取樣訊號，該些取樣訊號組包括相鄰之一第一取樣訊號組及一第二取樣訊號組，該第一取樣訊號組更包括一第一取樣訊號，該第二取樣訊號組更包括一第二取樣訊號，該第一取樣訊號於該第一取樣訊號組之位置係與
10 該第二訊號於該第二取樣訊號組之位置相對應；

依據該些取樣訊號組決定複數個取樣平均值，其中，該些取像平均值係分別與該第一取樣訊號與該第二取樣訊號相對應；以及

- 15 選擇該些取樣平均數之最大者作為該最大峰值。

44. 如申請專利範圍第43項所述之檢測方法，其中每該取樣平均值係為相對應之該第一取樣訊號與該第二取樣訊號之平均數。

45. 如申請專利範圍第43項所述之檢測方法，其中該初期範圍決定步驟更包括：
20

依據該最大峰值，決定該初期範圍之一初期範圍終點，其中，該初期範圍終點係由該最大峰值相對應之該第二取樣訊號於該第二取樣訊號組之位置所決定；以及

依據該初期範圍終點及一初期範圍長度，決定該初期範圍之一初期範圍起始點，其中，該初期範圍長度係為該初期範圍所包含該些取樣點之數目。

5 46. 如申請專利範圍第45項所述之檢測方法，其中該初期範圍長度係預先設定，且該初期範圍長度係小於每該取樣訊號組所包括之該些取樣訊號之數目。

47. 如申請專利範圍第45項所述之檢測方法，其中，該符元邊際參考點係為對應之該取樣訊號大於該臨界值，且最接近該初期範圍起始點之該取樣點。
10

48. 如申請專利範圍第42項所述之檢測方法，其中該臨界值係為該最大峰值乘以一權值，該權值的大小係預先設定。

McClure, Dan

From: mattchen@realtek.com.tw
Sent: Wednesday, February 25, 2004 2:49 AM
To: SUNDIAL I.P. OFFICE
Cc: jeannie@realtek.com.tw; morrie@realtek.com.tw; my_yeh@realtek.com.tw;
weberwang@realtek.com.tw
Subject: ??91A-045US????

Dear Sirs,

Attached please find our TW patent Application. Please prepare the US patent application.

First file: the patent disclosure provided by the Applicants.

Second file: the TW patent Application Specification.

I will fax the drawing to you.

Applicants: Der-Zheng Liu, Song-Nien Tang, Tai-Cheng Liu and Kuang-Yu Yen

TW patent application date: 2003/07/08

TW patent application S/N: 092118541.

Please feel free to contact me.

best regards,

matt

(See attached file: boundary.doc)(See attached file: 91A045TWF.doc)

專利基本資料申請表

瑞昱編號		申請日: 2002.08.28		
案件說明	<input type="checkbox"/> 中 <input type="checkbox"/> 英	正交分頻多工接收機之同步誤差追蹤及補償裝置 Synchronization Error Tracking and Compensation Method for OFDM Receiver 2507 (512)		
發明人姓名 及身份證字 號	中	柳德政 D120815510	中	周光裕 B120535659
	英	DER-ZHENG LIU	英	Kuang-Yu Yen
	中	湯松年 E120583550	中	劉春誠 E121140013
	英	Song-Nien Tung 2507	英	TAI-CHENG LIU
發明人	申請 國家	F11 F93 F16 <input checked="" type="checkbox"/> 台灣 <input checked="" type="checkbox"/> 美國 <input type="checkbox"/> 大陸 <input checked="" type="checkbox"/> 日本 <input type="checkbox"/> 歐洲 <input type="checkbox"/> 世界 <input type="checkbox"/> 其他		

欄框由發明人填寫

申請人→	企劃/業務→	部門/主任→
簽名: 柳德政 備註: <input type="checkbox"/> 不指定 <input type="checkbox"/> 指定專利工程師 <input type="checkbox"/> 指定專利事務所	簽名: 周光裕 備註: 請 double check 申請國家是否適合本專利 申請案未來行銷範圍? <input type="checkbox"/> 同意發明人勾選之申請國家 <input checked="" type="checkbox"/> 指定發明人勾選外之國家申請	簽名: [Signature] 備註: 請 double check 申請國家是否適合本專利 申請案未來行銷範圍? <input type="checkbox"/> 同意發明人勾選之申請國家 <input type="checkbox"/> 指定發明人勾選外之國家申請

專利經辦人簽名: 周光裕 日期: AUG. 28 2002

專利負責人簽名: 李明郁 日期: 9.4.2002

事務所: 昇世國際事務所
事務所編號:

申請類型: ☒ 發明 ☐ 新型 ☐ 新式樣

優先權主張?: ☐ No ☐ Yes

優先權: 以美國專利主張台灣專利優先權為例

1. 可在申請台灣專利一年之內主張優先權

2. 美國專利以台灣專利申請日為審查日期, 即新穎性與進步性之參考日期與台灣申請日相同

3. 費用增加約 NT6500

若美國申請日與台灣申請日沒有相隔太久, 建議不主張優先權

若美國申請日與台灣申請日相隔超過三個月以上, 建議主張優先權

補充說明:

正交分頻多工接收機之同步誤差追蹤及補償裝置

Synchronization Error Tracking and Compensation Method for OFDM Receiver

1. Prior Art
2. 背景介紹 / Background of the Invention
3. 詳細原理 / Detailed Description
4. 參考資料 / References

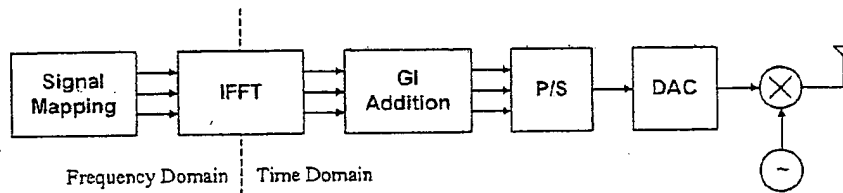
1. Prior Art

近年來，正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing，簡稱 OFDM)傳輸技術已被廣泛地採納於高速傳輸系統標準中[1]，如 ADSL、DAB、DVB-T、HIPERLAN 2 及 IEEE 802.11a/g WLAN。主要的原因是利用 OFDM 訊號的正交性(orthogonality)，達到提高傳輸速率的目的。然而當其正交性被破壞時，系統效能將會降低，因此 OFDM 系統與其他通訊系統相較下，對於同步(synchronization)的精確度要求會較高。對 OFDM 無線傳輸系統而言，同步誤差(synchronization error)包含以下四項：(1)載波頻率偏移(carrier frequency offset)、(2)載波相位誤差(carrier phase error)、(3)取樣頻率偏移(sampling frequency offset)、及(4)取樣相位誤差(sampling phase error)。

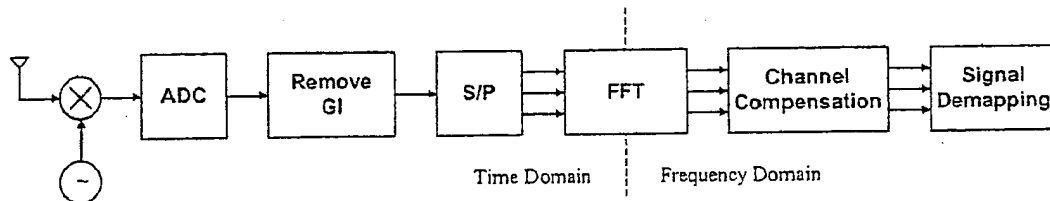
一般 OFDM 系統中會有一段前置(preamble)訊號，可供處理自動增益控制(automatic gain control，簡稱 AGC)、訊號檢測(signal detection)、載波頻率偏移估測(frequency offset estimation)、啟始符元邊際檢測(symbol boundary detection)、以及通道估測(channel estimation)。然而在前置訊號後，仍會有殘餘頻率偏移(residual frequency offset)與取樣頻率偏移，造成 OFDM 頻域各個子通道訊號相位旋轉(phase rotation)及 ICI，甚至產生 ISI 的問題。本篇專利主要即是提出一些利用頻域導引子通道(pilot subchannel)訊號之同步誤差追蹤及補償裝置的架構，包含頻率追蹤迴路(frequency tracking loop)，相位補償迴路(phase compensation loop)，時序追蹤迴路(timing tracking loop)，以及結合式同步誤差追蹤迴路(Jointed synchronization error tracking loop)。

2. 背景介紹

OFDM 無線傳輸系統，係將傳送訊息分別置於頻域的 N 個子通道中，利用反快速傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform, 簡稱 IFFT)轉換成時域訊號，再加上防護區間(guard interval, 簡稱 GI)後，經數位至類比轉換器 (digital-to-analog converter, 簡稱 DAC)，以及載波調變，藉由無線通道進行傳輸。接收端則先經載波解調，以及類比至數位轉換器 (analog-to-digital converter, 簡稱 ADC) 取樣後，將 GI 移除，再利用快速傅立葉轉換(fast Fourier transform, 簡稱 FFT)轉換回頻域訊號，在各個子通道中分別進行通道補償(channel compensation)，並解調出原傳送訊息。典型的 OFDM 傳送機與接收機之方塊圖分別如圖一及圖二所示。



圖一、 OFDM 傳送機之方塊圖



圖二、 OFDM 接收機之方塊圖

在多載波(multicarrier)系統中， N 個子通道可視為 N 個平行傳輸通道，因此 OFDM 訊號本身即具有高傳輸速率的特性。此外，由於接收端是在頻域的各个子通道進行解調，因此即使遇到具頻率選擇性衰落(frequency-selective fading)特性的無線傳輸通道時，仍可將各个子通道視為具有某特定振幅衰減及相位差異的頻率非選擇性衰落(frequency-non-selective fading)的窄頻通道，而以複雜度較低的頻域等化器(frequency domain equalizer, 簡稱 FEQ)，來補償個子通道的振幅及相位，達到同調解調(coherent demodulation)。所以近年來，OFDM 傳輸技術已被廣泛地採納於高速無線傳輸系統標準中，如 DAB、DVB-T、HIPERLAN 2 及 IEEE 802.11a/g WLAN。

在 OFDM 傳輸系統中，為了避免訊號受到通道脈衝響應(channel impulse response)的影響，造成符際干擾(intersymbol interference, 簡稱 ISI)，通常會在 OFDM 符元間額外加入一段防護區間。防護區間的選擇有兩類：(1)補零(Zero-Padding, 簡稱 ZP)，及(2)循環前置(Cyclic Prefix, 簡稱 CP)。ZP 即為加入一連串的 0 當 GI，此法具有較佳的能量效率(energy efficiency)，目前為 DAB 系統所採用。CP 則是複製 FFT 後段訊號置於前面當 GI，此法可以減少通道響應所造成的子通道間彼此的載波間干擾(inter-carrier interference, 簡稱 ICI)，目前為 DVB-T、HIPERLAN 2 及 IEEE 802.11a/g WLAN 系統所採用。

由於 OFDM 訊號解調時，需先將接收到的時域訊號，經過 FFT 轉換回頻域訊號，在各個子通道中分別進行解調。輸入 FFT 的時域訊號中，若有同步誤差存在時，會在輸出的頻域訊號中造成額外的 ICI 與相位旋轉，而使系統效能變差。在 OFDM 無線傳輸系統中，可能產生的同步誤差有載波頻率偏移與載波相位誤差，以及取樣頻率偏移與取樣時序相位誤差。其中載波相位誤差與取樣時序相位誤差對 OFDM 訊號所造成影響，主要是在各個子通道輸出產生固定的相位旋轉，所以可以通道估測與通道補償的機制來消除。然而載波頻率偏移和取樣頻率偏移所造成的影響，除了額外的 ICI 產生外，頻域之各個子通道輸出也會有累積性的相位旋轉產生，使得系統性能逐漸變差。此外，取樣頻率偏移也會逐漸改變符元邊際(symbol boundary)的位置，而使 OFDM 訊號產生 ISI。

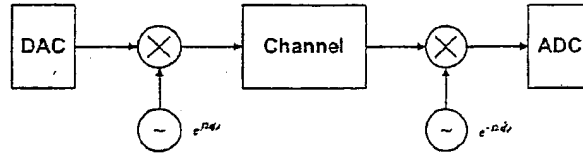
在 OFDM 系統中，典型的頻率與時序追蹤迴路，係利用時域訊號中循環前置(CP)的特性，來估計出頻率與符元時序的偏移量。其中時序追蹤迴路係利用符元時序偏移估測值，來控制取樣時序的輸出相位，或是以內插器(interpolator)來重建最佳取樣訊號。頻率追蹤迴路則是利用頻率偏移估測值，經由一個頻率自動控制迴路(automatic frequency control loop，簡稱 AFC)來修正電壓控制振盪器(voltage control oscillator，簡稱 VCO)的輸出頻率，或是使用一個相位旋轉器(phase rotator)將累積的旋轉相位補償回來。

由於 OFDM 的時域訊號，在振幅與相位上的訊號特徵，異於 QAM 與 PSK 訊號，再加上其天生即擁有頻域訊號，因此已有許多針對從頻域導引子通道訊號追蹤載波頻率偏移和取樣頻率偏移之研究陸續被提出[2]-[7]。由於在頻域補償同步誤差，只能處理累積相位旋轉的問題，若要再進一步減少 ICI 及 ISI 的影響，較佳的作法仍是回到時域補償。本篇專利主要是提出一些適用於 OFDM 系統之同步誤差追蹤及補償方法的架構，包含頻率追蹤迴路，相位補償迴路，時序追蹤迴路，以及結合式同步誤差追蹤迴路。

3. 詳細原理

3.1 頻率追蹤迴路

由於本地振盪器(local oscillator, 簡稱 LO)的頻率會有漂移的現象產生, 使得傳送端的載波頻率 f_c 與接收端的載波頻率 \hat{f}_c 不一致, 此時接收機中的基頻訊號會因頻率偏移造成相位旋轉而使訊號解調產生錯誤, 系統效能因而變差。為分析方便, 我們將「載波頻率偏移量」定義為 $\Delta f = f_c - \hat{f}_c$ (以下簡稱「頻率偏移」)。圖三為一具載波頻率偏移之載波調變與解調系統方塊圖。



圖三、具載波頻率偏移之調變與解調系統方塊圖

頻率偏移對 OFDM 訊號影響, 可分為時域與頻域兩方面。假設 OFDM 符元時域訊號有 $N+N_{GI}$ 個取樣點, 其中 N 為 FFT 的點數, N_{GI} 為 GI 的點數。則連續的兩個 OFDM 符元的第一個取樣點間會有 $2\pi(N+N_{GI})\Delta f T$ 的相位差, 其中 T 為取樣區間。此一相位差會造成累積相位旋轉的問題產生。

此外, 假設第 k 個子通道響應為 H_k 固定不變, 且傳送端第 n 個 OFDM 符元之第 k 個子通道為 $X_{n,k}$, 此時在接收端的第 n 個 OFDM 符元之第 k 個子通道訊號為

$$\begin{aligned} Y_{n,k} &= e^{j2\pi(N+N_{GI})\Delta f T} \cdot [(H_k \cdot X_{n,k}) \otimes \Phi(f_k - \Delta f)] \\ &= e^{j2\pi(N+N_{GI})\Delta f T} \cdot H_k \cdot X_{n,k} \cdot \Phi(-\Delta f) \\ &\quad + \underbrace{e^{j2\pi(N+N_{GI})\Delta f T} \cdot \sum_{i=0, (i \neq k)}^{N-1} H_i \cdot X_{n,i} \cdot \Phi(f_k - f_i - \Delta f)}_{ICI} \end{aligned}$$

其中 $\Phi(f)$ 為對應於一個 N 點全為 1 的矩形視窗函數(rectangular window function)之離散時間傅立葉轉換(discrete time Fourier transform, 簡稱 DTFT)。

$$\Phi(f) = \sum_{n=0}^{N-1} 1 \cdot e^{-j2\pi n f T} = \frac{1 - e^{-j2\pi N f T}}{1 - e^{-j2\pi f T}} = e^{-j\pi(N-1)fT} \cdot \frac{\sin(\pi N f T)}{\sin(\pi f T)}.$$

而 $\Phi(-\Delta f)$ 即為各子通道的失真因素(distortion factor), 其中包含振幅失真(amplitude distortion)為 $\frac{\sin(\pi N \Delta f T)}{\sin(\pi \Delta f T)}$, 及相位失真(phase distortion)為 $\pi(N-1)\Delta f T$ 。

假設 OFDM 系統中, K 個導引子通道之通道估測值為

$$\hat{H}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{X_{n,k}} = e^{j2\pi(N+N_{GI})\Delta f T} \cdot H_k \cdot \Phi(-\Delta f) + \Gamma_{n,k}, \quad k = \text{pilot index},$$

其中 $\Gamma_{n,k}$ 為其餘的 ICI 項和雜訊項。

由以上分析可知：

- (1) 頻率偏移可利用前後兩個 OFDM 符元的通道估測值之相位差來估計，即

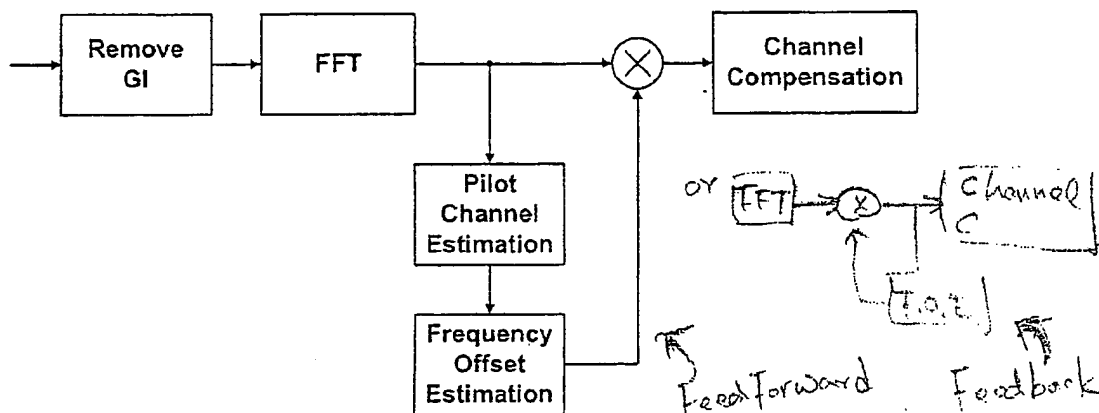
$$2\pi(N + N_{GI})\Delta f_n T = \frac{1}{K} \sum_{k=\text{pilot index}} (\angle \hat{H}_{n,k} - \angle \hat{H}_{n-1,k})$$

- (2) 當頻率偏移不大時，ICI 項 $\Gamma_{n,k}$ 的影響可被忽略，而振幅失真與相位失真可利用

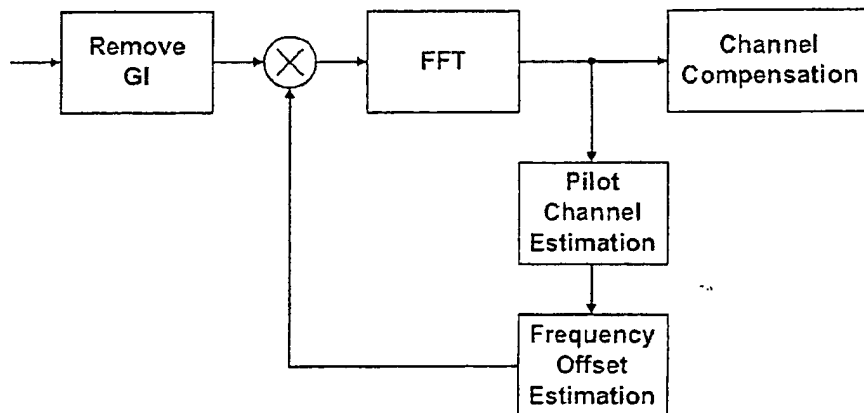
通道補償消除，所以只需在頻域補償累積相位旋轉即可。圖四為頻域補償之前饋式頻率追蹤迴路(feed-forward frequency tracking loop with frequency-domain compensation)架構圖。

- (3) 當頻率偏移較大時，由於 ICI 項 $\Gamma_{n,k}$ 的影響較難在頻域消除，所以較佳的作法是

回到時域補償累積相位旋轉。圖五為時域補償之反饋式頻率追蹤迴路(feed-backward frequency tracking loop with time-domain compensation)架構圖。



圖四、 頻域補償之前饋式頻率追蹤迴路架構圖



圖五、 時域補償之反饋式頻率追蹤迴路架構圖

3.2 相位補償迴路

由於經頻率追蹤迴路後，仍會有殘餘的相位誤差。若 OFDM 系統之各個子通道需做同調解調，則需要有一相位補償裝置。

假設接收端的第 n 個 OFDM 符元之第 k 個子通道訊號為

$$\tilde{Y}_{n,k} = e^{j\Delta\theta_n} \cdot H_k \cdot X_{n,k} + \tilde{\Gamma}_{n,k},$$

其中 $\Delta\theta_n$ 為殘餘的相位誤差， $\tilde{\Gamma}_{n,k}$ 為其餘的 ICI 項和雜訊項。觀察 K 個導引子通道，經通道補償之結果為

$$\tilde{X}_{n,k} = \frac{\tilde{Y}_{n,k}}{\hat{H}_{n,k}} = e^{j\Delta\theta_n} \cdot X_{n,k} + \Theta_{n,k}, \quad k = \text{pilot index},$$

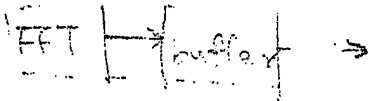
其中 $\Theta_{n,k}$ 為其餘的 ICI 項和雜訊項。

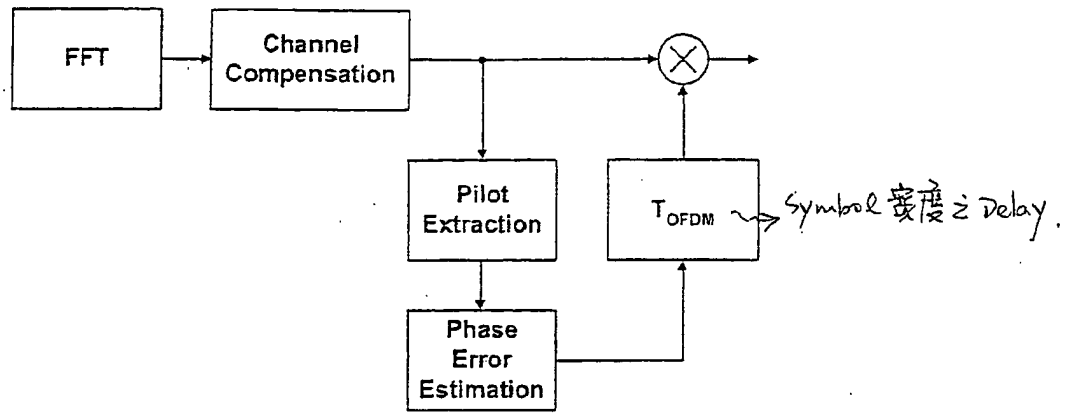
由以上分析可知：

- (1) 殘餘的相位誤差可利用導引子通道之通道補償結果與原導引子通道理想值之相位差來估計，即

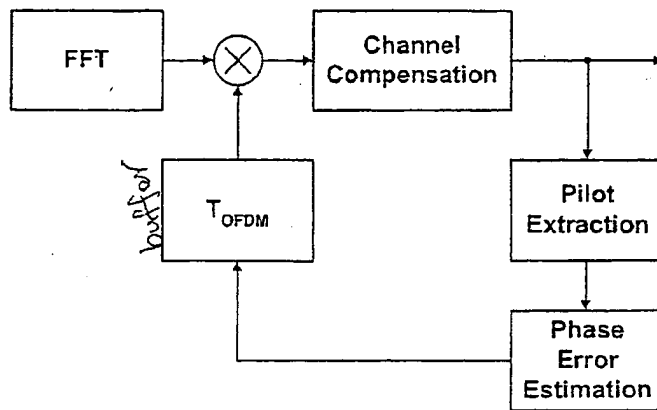
$$\Delta\hat{\theta}_n = \frac{1}{K} \sum_{k=\text{pilot index}} (\angle \tilde{X}_{n,k} - \angle X_{n,k}).$$

- (2) 當 LO 的相位雜訊(phase noise)不大，且連續的兩個 OFDM 符元之殘餘相位誤差變化不大時，可利用前一個 OFDM 符元導引子通道所得之相位誤差估測值，補償於後一個 OFDM 符元的資料(data)子通道中。圖六所示為一延遲式前饋 (delay-forward) 相位補償裝置架構圖，圖七所示為一延遲式反饋 (delay-backward) 相位補償裝置架構圖。
- (3) 當 LO 有較大的相位雜訊時，連續的兩個 OFDM 符元之殘餘相位誤差會有些微變化，最好利用同一個 OFDM 符元導引子通道所得之相位誤差估測值，補償於同一個 OFDM 符元的資料(data)子通道中，此時需加入額外的緩衝器保留一個完整 OFDM 符元所有子通道的訊號，先處理導引子通道，再處理資料子通道。圖八所示為一緩衝式通道補償前相位補償(phase compensation before channel compensation with buffer)裝置架構圖，圖九所示為一緩衝式通道補償後相位補償(phase compensation after channel compensation with buffer)裝置架構圖。

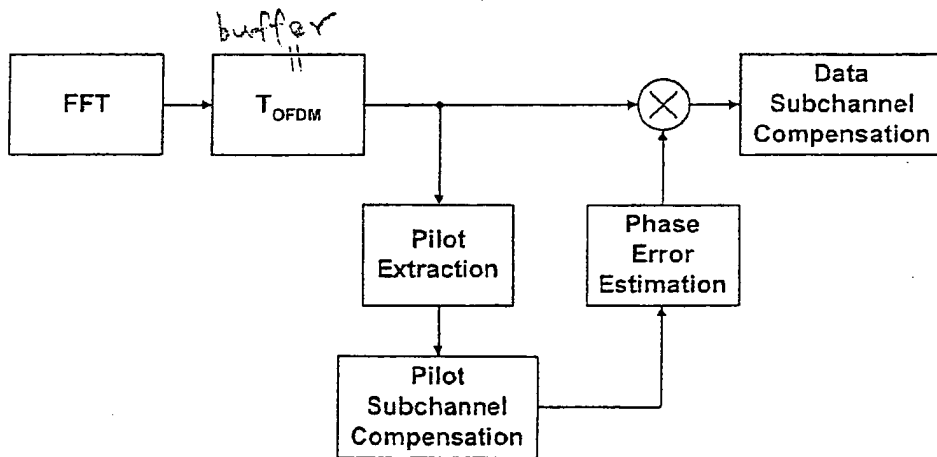




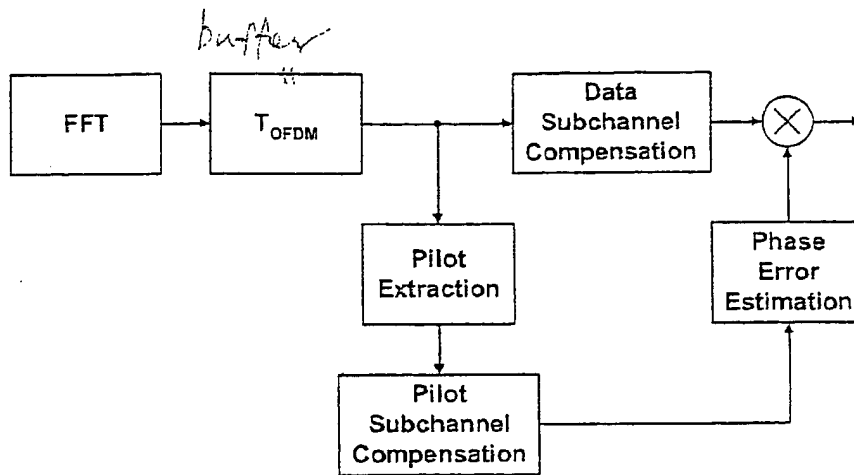
圖六、 延遲式前饋相位補償裝置架構圖



圖七、 延遲式反饋相位補償裝置架構圖



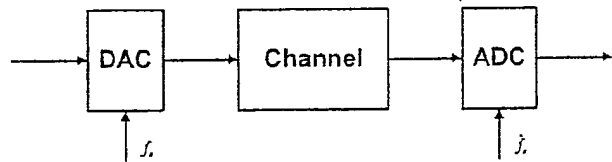
圖八、 緩衝式通道補償前相位補償裝置架構圖



圖九、緩衝式通道補償後相位補償裝置架構圖

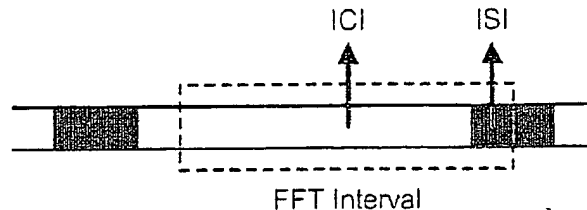
3.3 時序追蹤迴路(Timing Tracking Loop)

由於傳送端的 DAC 之取樣頻率 $f_s = 1/T$ 與接收端的 ADC 之取樣頻率 $\hat{f}_s = 1/\hat{T}$ 不一致，為分析方便，我們將「取樣頻率偏移量」定義為 $\Delta f_s = f_s - \hat{f}_s$ （以下簡稱「取樣頻偏」），則接收端取樣區間為 $\hat{T} = 1/(f_s - \Delta f_s) = T/(1 - \Delta) \approx T \cdot (1 + \Delta)$ ，其中 $\Delta = \Delta f_s / f_s = \Delta f_s T$ 。圖十為一具取樣頻率偏移之取樣系統方塊圖。

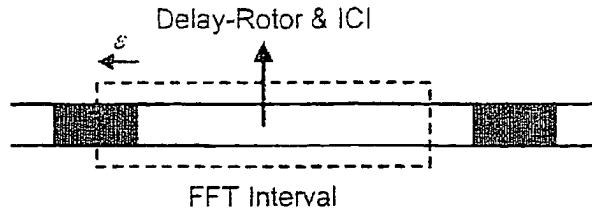


圖十、具取樣頻率偏移之取樣系統方塊圖

由於 OFDM 系統會有其他前置(preamble)訊號用以決定啟始的符元邊際(symbol boundary)，而該機制非本專利主要內容，故不再加以闡述。然而接收機中的基頻取樣訊號會因取樣頻偏，增加符元邊際誤差(symbol boundary error)，造成 OFDM 訊號產生 ISI、延遲旋轉(delay-rotor)、及 ICI 的問題，如圖十一及圖十二所示。



圖十一、符元邊際後移



圖十二、符元邊際前移

取樣頻偏對 OFDM 訊號影響，可分為時域與頻域兩方面。假設一個 OFDM 符元時域訊號有 $N+N_{GI}$ 個取樣點，其中 N 為 FFT 的點數， N_{GI} 為 GI 的點數。則相鄰的兩個 OFDM 訊號的第一個取樣點間會額外增加取樣偏移量 $\varepsilon = (N + N_{GI})\Delta$ ，造成在時域上符元邊際誤差的問題產生，並且使 OFDM 符元第 k 個子通道訊號有額外的相位旋轉量 $\omega_k \varepsilon = 2\pi k \Delta \cdot \left(\frac{N + N_{GI}}{N}\right)$ ，亦即「延遲旋轉」效應。

此外，假設第 i 個子通道響應為 H_i 固定不變，且傳送端第 n 個 OFDM 符元之第 i 個子通道為 $X_{n,i}$ ，此時在接收端的第 n 個 OFDM 符元之第 k 個子通道訊號為

$$Y_{n,k} = e^{jn\omega_k \varepsilon} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} H_i \cdot X_{n,i} \cdot \Phi(\omega_k - \omega_i)$$

$$= e^{jn\omega_k \varepsilon} \cdot H_k \cdot X_{n,k} \cdot \Phi(-\Delta\omega_k) + \underbrace{e^{jn\omega_k \varepsilon} \cdot \sum_{i=0, (i \neq k)}^{N-1} H_i \cdot X_{n,i} \cdot \Phi(\omega_k - \omega_i)}_{ICI}$$

其中 $\omega_k = \frac{2\pi k}{N}$ ， $\omega_i = \omega_i \cdot \frac{f_s}{f_s} \approx \omega_i \cdot (1 + \Delta)$ ，而 $\Phi(-\Delta\omega_k)$ 即為各子通道的失真因素，其中

包含振幅失真為 $\frac{\sin(\pi k \Delta)}{\sin(\pi k \Delta / N)}$ ，及相位失真為 $\pi k \Delta (N-1) / N$ 。

此時，在 OFDM 系統中， K 個導引子通道之通道估測值為

$$\hat{H}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{X_{n,k}} = e^{jn\omega_k \varepsilon} \cdot H_k \cdot \Phi(-\Delta\omega_k) + \Gamma_{n,k}, \quad k = \text{pilot index},$$

其中 $\Gamma_{n,k}$ 為其餘的 ICI 項和雜訊項。

由以上分析可知：

- (1) 估計取樣頻偏時，先計算出前後兩個 OFDM 符元的 K 個導引子通道之通道估測值之相位差，即

$$\Delta \hat{\theta}_{n,k} = \angle \hat{H}_{n,k} - \angle \hat{H}_{n-1,k}, \quad k = \text{pilot index}.$$

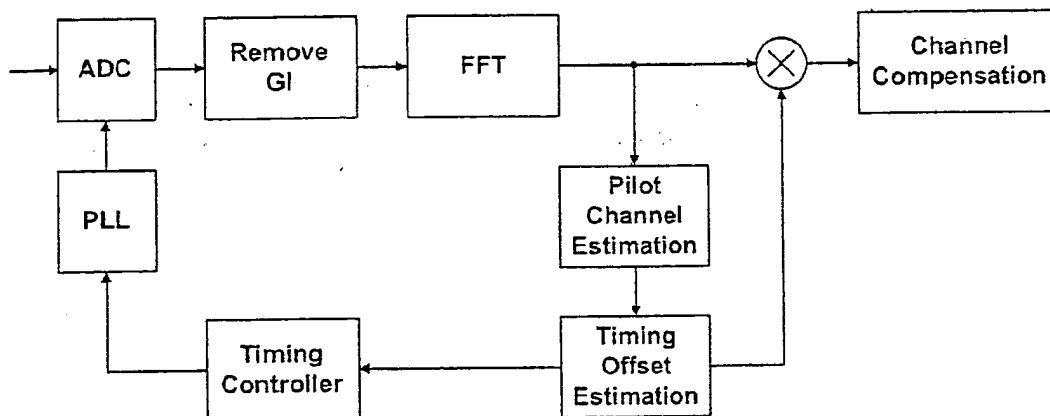
則可得取樣頻偏估測值為

$$2\pi \hat{\Delta}_n \frac{N + N_{GI}}{N} = \frac{2}{K(K-1)} \cdot \sum_{\substack{k,l = \text{pilot index} \\ (k \neq l)}} \left(\frac{\Delta \hat{\theta}_{n,k} - \Delta \hat{\theta}_{n,l}}{k-l} \right).$$

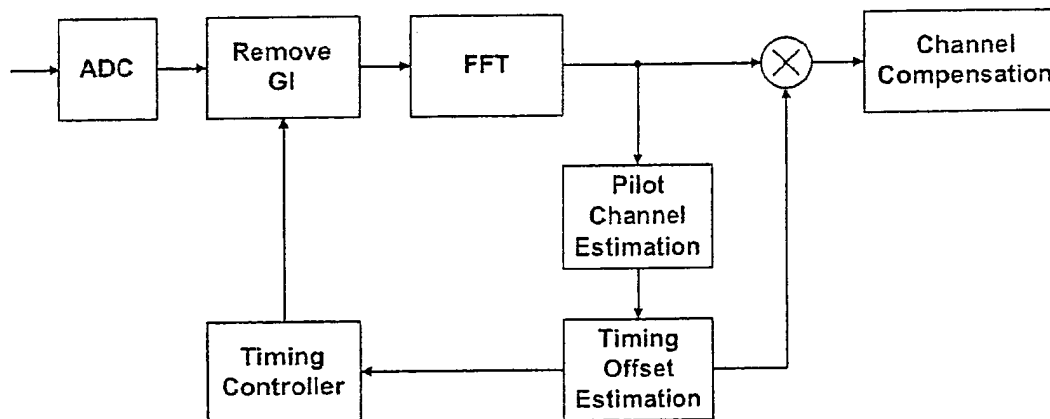
- (2) 當累積取樣偏移不大時，由於振幅失真與相位失真可利用通道補償消除，所以只需在頻域補償累積相位旋轉量即可。
- (3) 當累積取樣偏移太大時，為避免符元邊際誤差造成 ISI 的發生，必須在時域修正累積取樣偏移量 ρ ，此時為確保通道補償工作正常，需同時在各個子通道中分別修正所對應到之偏移相位旋轉量 $\omega_k \rho = \frac{2\pi k \rho}{N}$ 。

依照累積取樣偏移修正的方式區分，可得以下兩種可行的時序追蹤迴路裝置架構：

- (1) 修正 ADC 取樣時序相位之時序追蹤迴路裝置架構，如圖十三所示。
- (2) 修正移除防護區間取樣點之時序追蹤迴路裝置架構，如圖十四所示。



圖十三、修正 ADC 取樣時序相位之時序追蹤迴路裝置架構圖



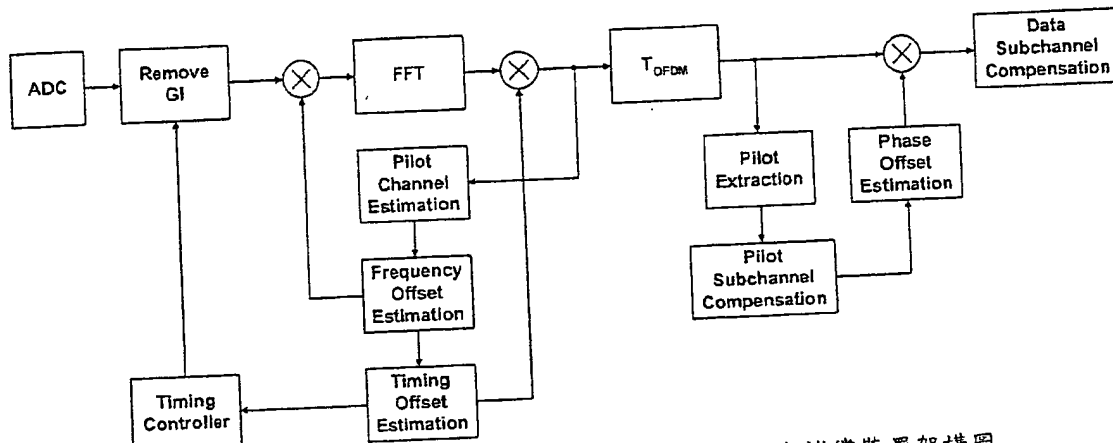
圖十四、修正移除防護區間取樣點之時序追蹤迴路裝置架構圖

3.4 結合式同步誤差追蹤迴路

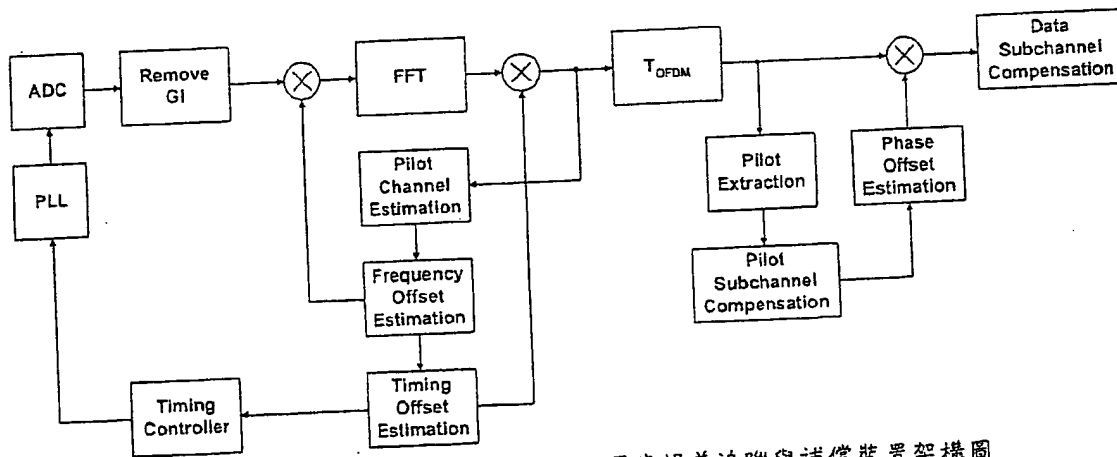
由於在 OFDM 系統中，需同時面對頻率偏移與取樣頻偏的問題，如何使前述同步誤差估測與補償裝置可以正確的動作，成為重要課題。在此，我們考慮一個載波頻率與取樣頻率同樣來自於相同參考振盪器的 OFDM 傳收系統。因此，我們可以利用 3.1 中介紹的方法先估計出頻率偏移量 Δf_n ，再利用頻率偏移與載波頻率之比例等於取樣頻偏與取樣

頻率之比例，計算出取樣頻偏估測值，即 $\hat{\Delta}_n = \Delta f_n / f_c$ 。圖十五所示為一修正移除防護區

間取樣點之同步誤差追蹤與補償裝置架構圖，圖十六所示為一修正 ADC 取樣時序相位之同步誤差追蹤與補償裝置架構圖



圖十五、修正移除防護區間取樣點之同步誤差追蹤與補償裝置架構圖



圖十六、修正 ADC 取樣時序相位之同步誤差追蹤與補償裝置架構圖

4. 參考資料

- [1] Richard van Nee, and Ramjee Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House, 2000.
- [2] Zheng Du, and Jinkang Zhu, "A pilot-based frequency offset tracking scheme in OFDM systems," 2001 International Conferences on Info-tech and Info-net, vol.2, pp. 566 -571, Beijing, China, 29 Oct.-1 Nov. 2001.
- [3] Yan Zhang, and Xiaohu Yu, "An improved automatic frequency correction scheme for discontinuous pilot mobile communication system," IEEE 2001 Spring Vehicular Technology Conference, vol.3, pp. 1708 -1712, Rhodes, Greece, 6-9 May 2001.
- [4] Yang-Seok Choi, P.J. Völitz, and F.A. Cassara, "ML estimation of carrier frequency offset for multicarrier signals in Rayleigh fading channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, pp. 644 - 655, March 2001.
- [5] Bor-Sen Chen, and Chang-Lan Tsai, "Frequency offset estimation in an OFDM system," 2001 IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC '01), pp. 150 - 153, Taiwan, 20-23 March 2001.
- [6] M.J. Fernandez-Getino Garcia, O. Edfors, and J.M. Paez-Borrillo, "Frequency offset correction for coherent OFDM in wireless systems," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 47, pp. 187 - 193, Feb. 2001.
- [7] M.R. Dacca, G. Levin, and D.Wulich, "Frequency offset tracking in OFDM based on multicarrier PLL," 21st Century Military Communications Conference, vol.2, pp. 912 -916, 22-25 Oct. 2000.

專利基本資料申請表

申請日: 91年11月4日

瑞典編號	91P-45	
案件說明	<input type="checkbox"/> 中 <input type="checkbox"/> 英 正交分頻多工符元邊際檢測機制 A Symbol Boundary Detection Mechanism for OFDM system	
發明人姓名及身份證字號	中	楊松昇 E120583550
	英	Tang Song-Nien
	中	劉德政 D120815510
	英	Der-Zheng Liu
發明人	申請國家	申請人: 楊松昇, 劉德政 代理: 英達德律師 <input checked="" type="checkbox"/> 台灣 <input type="checkbox"/> 美國 <input type="checkbox"/> 大陸 <input type="checkbox"/> 日本 <input type="checkbox"/> 歐洲 <input type="checkbox"/> 世界 <input type="checkbox"/> 其他

粗框由發明人填寫

申請人 →	企劃/業務 →	專門主管 →
姓名: 黃國男 備註: <input type="checkbox"/> 不指定 <input type="checkbox"/> 指定專利工程師 <input type="checkbox"/> 指定專利事務所	姓名: 黃國男 備註: 請 double check 申請國家是否適合本專利申請未來行銷範圍? <input checked="" type="checkbox"/> 同意發明人勾選之申請國家 <input type="checkbox"/> 指定發明人勾選外之國家申請 E2, D, WW	備註: 請 double check 申請國家是否適合本專利申請未來行銷範圍? <input type="checkbox"/> 同意發明人勾選之申請國家 <input type="checkbox"/> 指定發明人勾選外之國家申請

專利經辦人簽名: 黃國男 日期: 11/4

專利負責人簽名: 日期:

事務所:

事務所編號:

申請類型: ☐ 發明 ☐ 新型 ☐ 新式樣

優先權主張: ☐ No ☐ Yes

備註: 以美國專利主張台灣專利優先權為例

1. 可在申請台灣專利一年之內主張優先權

2. 美國專利以台灣專利申請日為審查日期, 即所撰性與進步性之參考日期與台灣申請日相同

3. 費用增加約 NT6500

若美國申請日與台灣申請日沒有相隔太久, 建議不主張優先權

若美國申請日與台灣申請日相隔超過三個月以上, 建議主張優先權

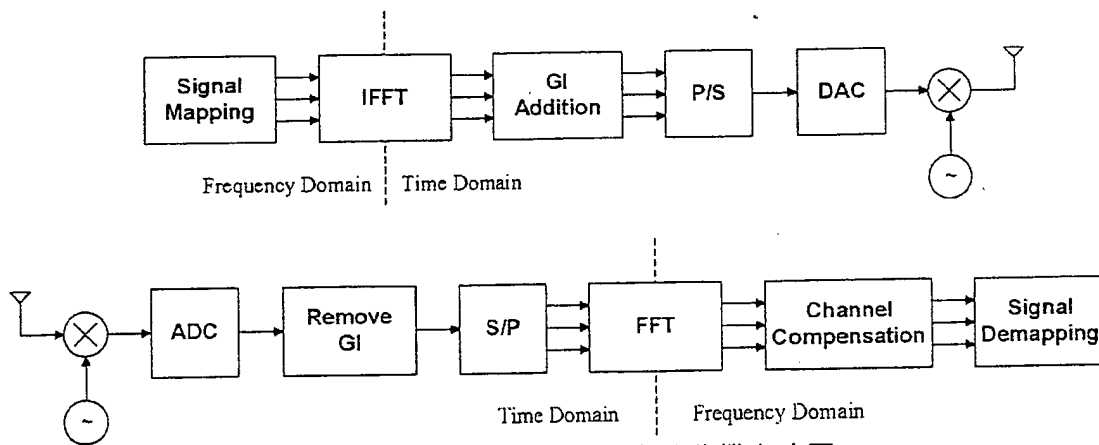
補充說明:

正交分頻多工符元邊際檢測機制

A Symbol Boundary Detection Mechanism for OFDM system

1. 背景介紹

正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, 簡稱OFDM)傳輸技術已被廣泛地採納於高速傳輸系統標準中, 如IEEE 802.11a/g WLAN, HIPERLAN 2, DAB等相關應用。OFDM係將傳送訊息分別置於頻域的 N 個子通道中, 利用反快速傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform, 簡稱IFFT)轉換成時域訊號, 再加上防護區間(guard interval, 簡稱GI)後, 經數位至類比轉換器(digital-to-analog converter, 簡稱DAC), 以及載波調變, 藉由無線通道進行傳輸。接收端則先經載波解調, 以及類比至數位轉換器(analog-to-digital converter, 簡稱ADC)取樣後, 將GI移除, 再利用快速傅立葉轉換(fast Fourier transform, 簡稱FFT)轉換回頻域訊號。一般而言, GI是以循環前置(Cyclic Prefix, 簡稱CP)的方式加入; 亦即複製IFFT輸出後段的訊號於前段當作GI。如此一來, 在通道脈衝響應長度不超過GI的情形下, 可以避免符隙干擾(intersymbol interference, 簡稱ISI)的發生, 也可使 N 個子通道彼此獨立互不干擾。因而可在各個子通道中分別進行通道補償(channel compensation), 並解調出原傳送訊息。典型的OFDM傳送機與接收機之方塊圖如圖一所示。



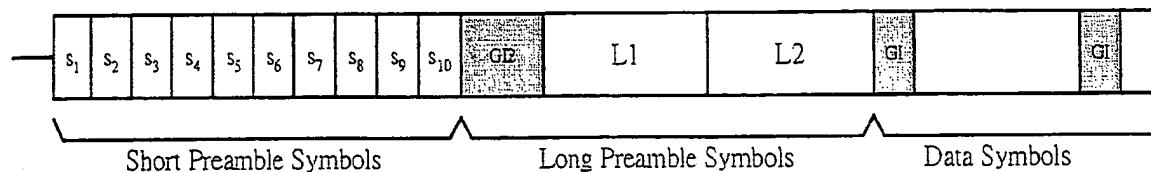
圖一、典型的OFDM傳送機與接收機方塊圖

為了避免產生嚴重的ISI, 接收端必須在移除GI的區間中, 決定輸入FFT之時域取樣訊號的起始位置, 即正確的檢測符元邊際(symbol boundary)。因此, 適當的符元邊際檢測(symbol boundary detection)方法, 便成了一個很重要的課題。

2. Prior Art

在常見的OFDM系統中, 封包中會先傳送一段已知的具時域週期性之短前置(short preamble)訊號供作為時域的同步處理, 接著會傳送一段已知頻域訊號的指引符元(pilot symbol)或稱為長前置(long

preamble)訊號供作為頻域的通道估測，以便在後續的資料符元(data symbol)中進行頻域通道補償。在長前置時域訊號的前段即有一段防護區間GI2以避免ISI干擾，此GI2為該長前置符元時域訊號的循環前置。圖二即是一般常見的OFDM訊號碼框架構。如圖二所示，短前置訊號通常是由某種自相關(auto-correlation)特性的時域週期符元所組成，並在其後分別加上長前置符元以及後續的資料符元。



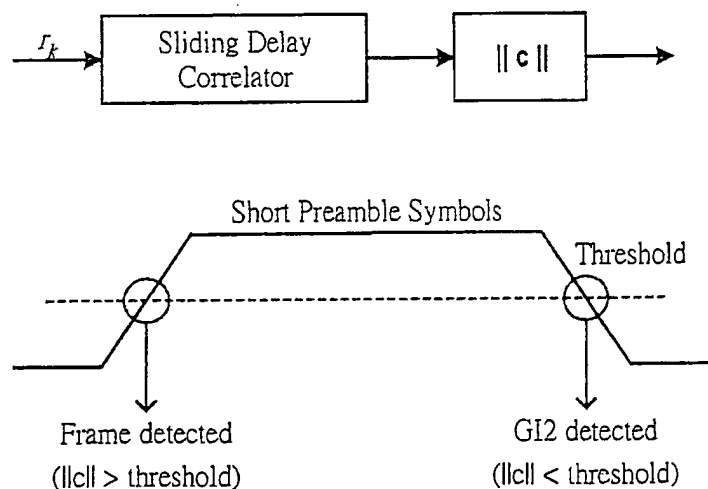
圖二、常見的OFDM碼框架構

在典型的邊際符元檢測方法中，接收器一般會利用短前置訊號的週期與自相關特性來決定長前置符元以及後續的資料符元之適當起始點，用以移除GI，並以此作為後續FFT輸入的起始依據。常見的做法一般可分為兩個部分：

第一、將取樣後的接收訊號送至滑動延遲相關器(sliding delay correlator)，並觀察其輸出結果。此滑動延遲相關器的運算方式如下：

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot r_{k-n-N}^*$$

即是將 N 取樣區間與其延遲 N 點後的取樣區間做相關運算，此 N 點的取樣區間會在新取樣點產生時做滑動的更新。其中 r_k 是接收訊號的第 k 個取樣值； N 是短前置訊號一個週期內的取樣數， c_k 則為滑動延遲相關器的第 k 個輸出值。根據滑動延遲相關運算的特性，當接收訊號為週期訊號時，其絕對值(absolute value)會達到最大值。因此滑動延遲相關器的輸出絕對值會在短前置訊號被接收時產生最大值，而在其他時間呈現相對較小值。因此可藉由此輸出絕對值與一臨界值(threshold)的比較，來偵測短前置訊號的發生。當輸出絕對值大於該臨界值時，即表示偵測到碼框的發生；其後當輸出絕對值小於該臨界值時，即表示偵測到長前置符元之防護區間。其中，此臨界值一般是由一功率偵測器(power detector)來規範。圖三即是此一機制的示意圖。

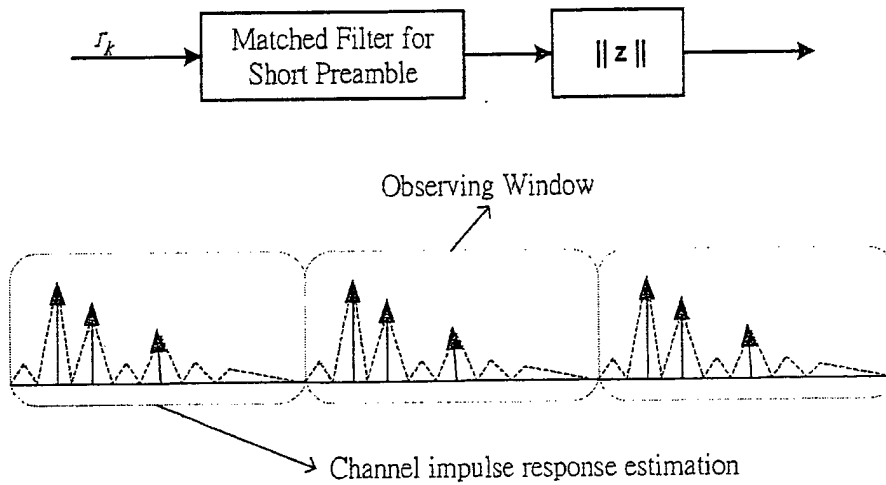


圖三、利用滑動延遲相關器完成碼框偵測與長前置符元防護區間偵測

第二、將取樣後的接收訊號送至短前置訊號匹配濾波器(matched filter)。此匹配濾波器會以已知的短前置訊號符元為係數；與接收訊號作複數線性回歸運算。其運算方式如下：

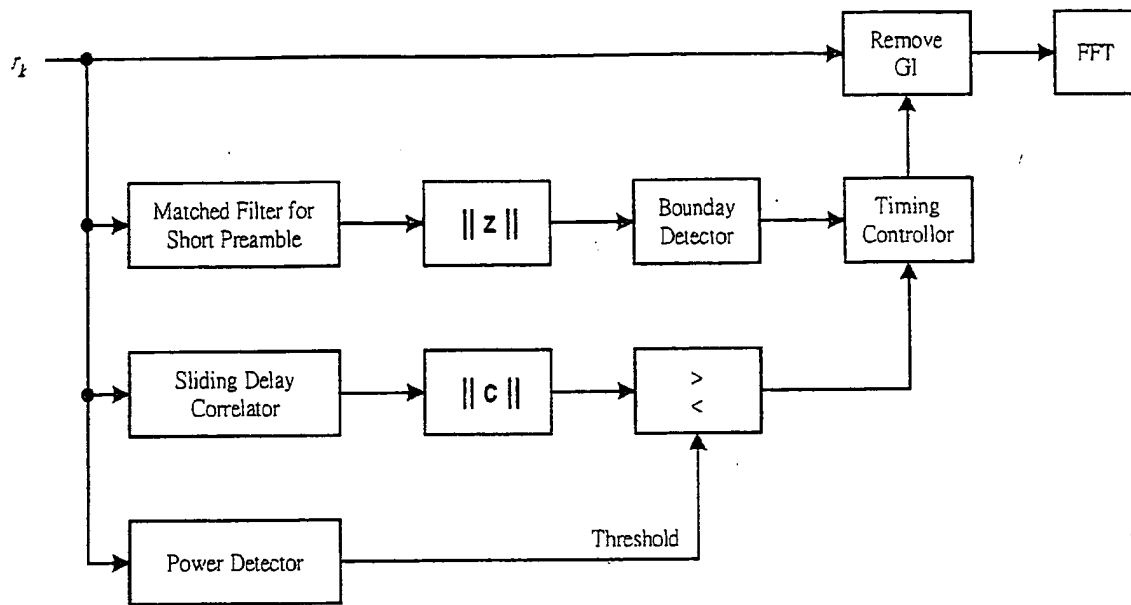
$$z_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-n} \cdot p_n^*$$

其中 r_k 是接收訊號的第 k 個取樣值； p_n 是已知的短前置訊號符元； N 是短前置訊號一個週期內的取樣數， z_k 則是匹配濾波器的第 k 個輸出結果。由於短前置訊號通常具有某種自相關特性，所以匹配濾波器的輸出會呈現時域通道脈衝響應的估測結果。此外，因為短前置訊號本身的週期性，若是以 N 為長度的視窗來觀察匹配濾波器的輸出結果，通道響應估測同樣也會在視窗內以週期性的方式出現。圖四即是此一機制的示意圖。



圖四、利用短前置訊號匹配濾波器觀察通道脈衝響應估測

一般而言，接收器會將滑動延遲相關器與短前置訊號匹配濾波器做配合使用，其運作方式如下：首先利用滑動延遲相關器來偵測碼框的出現，並在隨後啟動短前置訊號匹配濾波器的觀察視窗(長度即是短前置訊號的週期)。其後同樣會利用滑動延遲相關器來偵測長前置符元防護區間的出現，從而決定何時長前置符元及後續的資料符元會輸入FFT。在此期間，系統會觀察每個視窗內通道脈衝響應的平均估測，並決定最佳符元邊際參考點。根據此符元邊際參考點，接收機可利用一時序控制器(timing controller)控制移除GI的絕對位置，使長前置符元及後續的資料符元輸入FFT。圖五即是此典型的邊際符元檢測方法方塊圖。



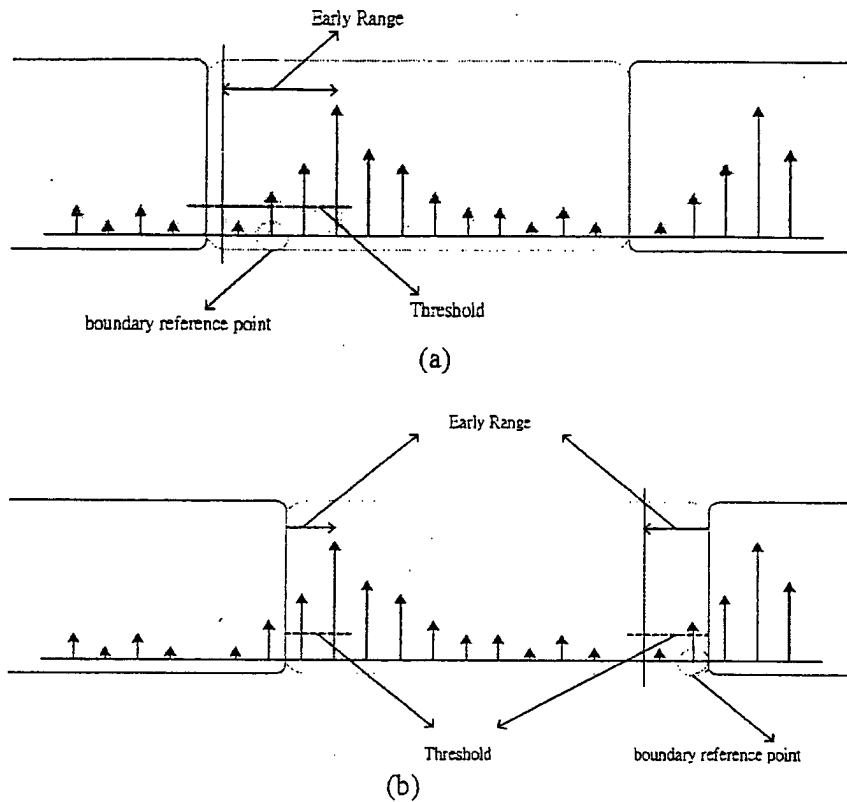
圖五、典型的邊際符元檢測方法方塊圖

3.架構說明

在本篇專利中，我們提出一種新的符元邊際檢測機制；其內容包括觀察視窗內的符元邊際參考點決定方式，以及更有效的長前置符元防護區間偵測方式。

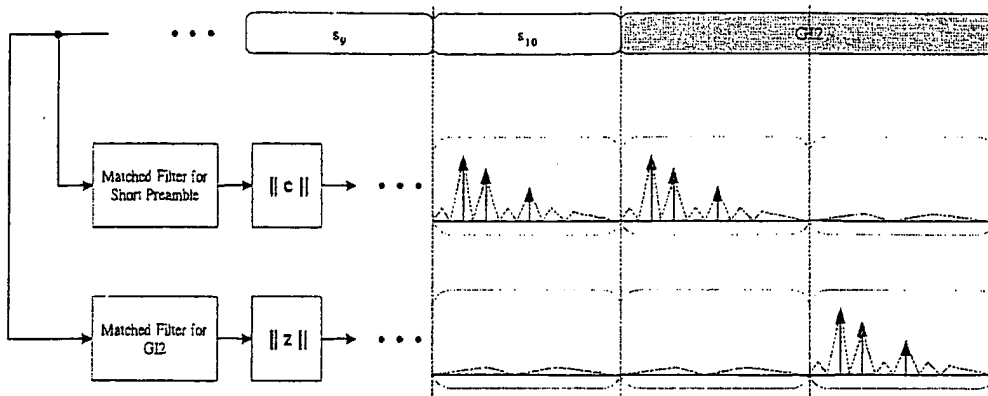
典型的邊際偵測器(boundary detector)通常是偵測觀察視窗內的最大峰值(peak value)，並根據此峰值往前定出一段初期範圍(Early Range)，其目的是要能涵蓋到通道響應最大路徑前的預先游標(Pre-Cursor)響應。一般而言，此初期範圍會與觀察視窗的邊際有關。舉例來說，假設最大峰值往前 x 個通道取樣點為初期範圍的起點，而最大峰值與所在視窗內的視窗起始邊界相距 y 個通道取樣點；倘若 $x \leq y$ ，則初期範圍起點即是所在視窗起始邊界往後 $y-x$ 處，如圖六(a)所示；倘若 $x > y$ ，則初期範圍起點即是所在視窗結束邊界往前 $x-y$ 處，如圖六(b)所示。此初期範圍內，接收機可再觀察若干個峰值，從而定出符元邊際參考點。

在本篇專利中，我們提出了一個有效決定符元邊際參考點的機制。其方式如下，首先觀察短前置訊號匹配濾波器的輸出絕對值，將不同觀察視窗內的對應值做平均，並搜尋與紀錄平均後觀察視窗內的最大峰值。之後根據此峰值大小定出合適的相對臨界值，並記錄在初期範圍內超過此臨界值的其餘路徑峰值；最靠近初期範圍起始點且符合此條件的路徑峰值即為符元邊際參考點。圖六所示為我們所提出之邊際偵測器的運作機制，其中(a)為初期範圍未超過視窗邊際的情況；(b)為初期範圍有超過視窗邊際的情況。



圖六、邊際檢測器的運作機制

典型的長前置符元防護區間偵測是根據滑動延遲相關器的輸出絕對值與臨界值比較做判斷。此種方式雖然直接，但在延遲擴散(Delay Spread)較大的通道環境下，有時會因延遲錯估長前置符元防護區間的出現，而錯誤判斷長前置符元及後續的資料符元進入FFT的時機。為了避免此現象，本篇專利提出一個利用長前置符元防護區間(GI2)匹配濾波器的判斷方式。一般而言，此防護區間是長前置符元時域訊號的循環前置，而且通常與短前置訊號並無特別的互相關特性(cross-correlation)；此外，防護區間本身也有某種程度的自相關特性(auto-correlation)。所以，若將其與前述之短前置訊號匹配濾波器相比較：短前置訊號匹配濾波器會在短前置訊號接收期間產生通道脈衝響應的估測，而在長前置符元防護區間接收時產生雜訊程度的輸出；GI2匹配濾波器會在短前置訊號接收期間產生雜訊程度的輸出，而在長前置符元防護區間接收時產生通道脈衝響應的估測。圖七即分別表示出短前置訊號匹配濾波器與GI2匹配濾波器在不同時段的輸出絕對值。



圖七、短前置訊號匹配濾波器與長前置符元防護區間匹配濾波器在不同時段的輸出情形

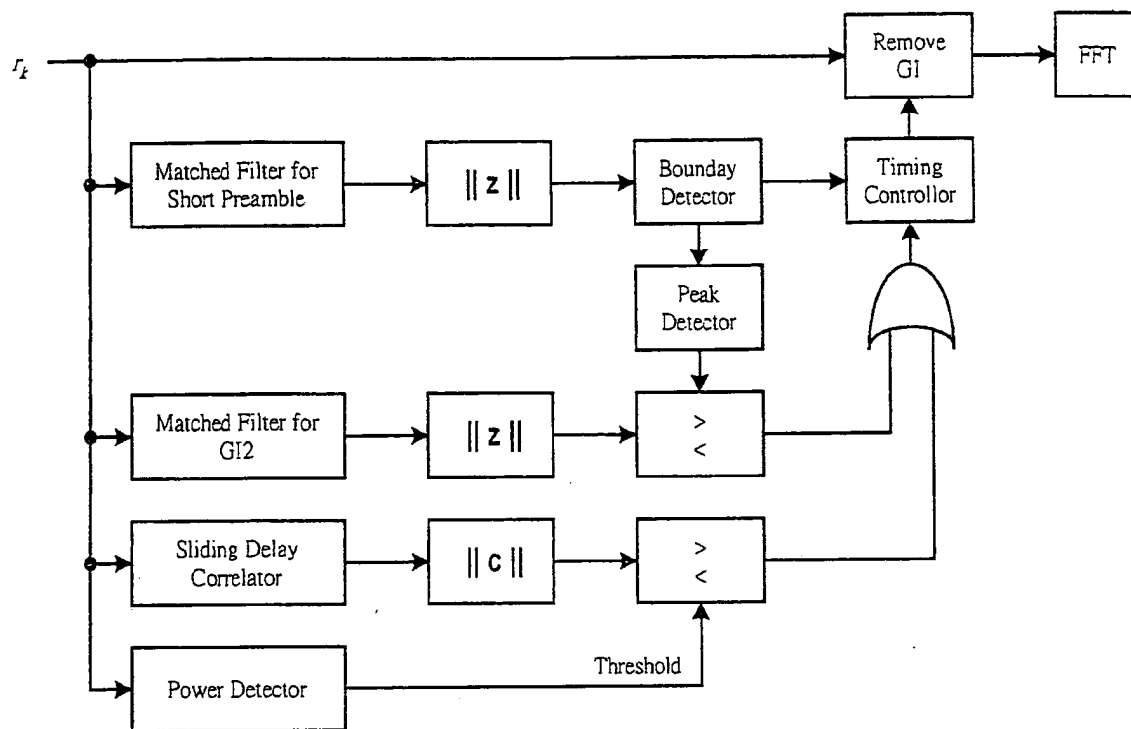
基於以上描述的特性，我們可以藉由比較短前置訊號匹配濾波器與GI2匹配濾波器的輸出結果，來更正確地偵測長前置符元防護區間。其方式如下：首先觀察短前置訊號匹配濾波器的輸出絕對值，將不同觀察視窗內的對應值做平均，並搜尋與紀錄平均後觀察視窗內的最大峰值。其次根據紀錄的峰值予以適當的權重(weighting)作為臨界值，並持續觀察GI2匹配濾波器的輸出絕對值是否有超過該臨界值，一旦此情況發生，即可判斷偵測到長前置符元防護區間。此種機制可與典型的長前置符元防護區間偵測方法(即根據滑動延遲相關器的輸出絕對值做判斷)並用，以便達到相輔相成的更加保險做法。

綜合以上所述，我們提出一個新的符元邊際檢測機制，如圖八所示。其中包括本篇所提出的邊際偵測器，以及結合滑動延遲相關器與GI2匹配濾波器，來偵測長前置符元防護區間的機制。

4. 優缺點

本篇專利所提出的運作機制雖較複雜，但在延遲擴散(Delay Spread)較大的通道環境下，能夠以結合滑動延遲相關器與GI2匹配濾波器，藉由一時序控制器以及邊際偵測器所決定之符元邊際參考點，來控制移除GI的絕對位置，使長前置符元及後續的資料符元輸入FFT的運作正確，避免延遲擴散錯估符元邊際。

利用最大峰值定出相對臨界值來記錄其餘路徑的峰值；可以更彈性地根據主路徑能量決定初期範圍所考量的路徑數目，從而決定更適合的符元邊際。



圖八、符元邊際檢測機制方塊圖